



**TUGAS AKHIR - TE 141599**

**PERBANDINGAN KINERJA PEMBENTUKAN BEAM  
MENGUNAKAN METODE DOLPH-CHEBYSHEV DAN  
TAYLOR PADA PHASED ARRAY ANTENA UNTUK  
SISTEM KOMUNIKASI DAN RADAR**

Abdullah Pujakusuma Erawan  
NRP 2214105016

Dosen Pembimbing  
Dr. Ir. Puji Handayani, MT.  
Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng, Ph.D.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO  
Fakultas Teknologi Industri  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember  
Surabaya 2016

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*



**FINAL PROJECT - TE 141599**

**PERFORMANCE COMPARISON OF BEAMFORMING  
USING DOLPH-CHEBYSHEV AND TAYLOR METHOD IN  
PHASED ARRAY ANTENA FOR RADAR AND  
COMMUNICATION SYSTEM**

Abdullah Pujakusuma Erawan  
NRP 2214105016

Supervisors

Dr. Ir. Puji Handayani, MT.

Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng, Ph.D.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING  
Faculty of Industrial Technical  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember  
Surabaya 2016

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

**PERBANDINGAN KINERJA PEMBENTUKAN BEAM  
MENGUNAKAN METODE DOLPH-CHEBYSHEV  
DAN TAYLOR PADA PHASED ARRAY ANTENNA  
UNTUK SISTEM KOMUNIKASI DAN RADAR**


**TUGAS AKHIR**

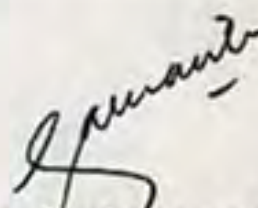
**Diajukan untuk Memenuhi Sebagian Persyaratan  
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik  
Pada  
Bidang Studi Teknik Telekomunikasi dan Multimedia  
Jurusan Teknik Elektro  
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

**Menyetujui:**

**Dosen Pembimbing I**

**Dosen Pembimbing II**

  
**Dr. Ir. Puji Handayani, MT.**  
**NIP. 19660510 199203 2 002**

  
**Prof. Ir. Ganantyo Hendrantoro, M.Eng. Ph.D.**  
**NIP. 19701111 199303 1 002**



*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

# PERBANDINGAN KINERJA PEMBENTUKAN BEAM MENGUNAKAN METODE DOLPH-CHEBYSHEV DAN TAYLOR PADA PHASED ARRAY ANTENNA UNTUK SISTEM KOMUNIKASI DAN RADAR

Nama : Abdullah Pujakusuma Erawan  
Pembimbing : Dr. Ir. Puji Handayani, MT.  
Prof. Ir. Gamantyo Hendranto, M.Eng, Ph.D.

## ABSTRAK

Sistem komunikasi generasi terbaru (5G) dituntut mampu menerapkan teknologi *smart antenna*, dengan memanipulasi bentuk *beam* antena sehingga pancaran gelombang radio terfokus ke arah pengguna. Di sisi lain, dalam sistem RADAR konvensional proses *scanning* dilakukan dengan memutar fisik antena, sehingga terdapat *delay scan* yang mengurangi kinerja RADAR. Selain itu *beamwidth* antena harus sempit agar dapat mendeteksi target dengan akurat.

Permasalahan pada kedua sistem tersebut dapat diselesaikan menggunakan teknik pembentukan *beam*, yaitu pengaturan *beamwidth* dan level *side lobe* antena secara elektronis. *Beamwidth* optimal dengan level *side lobe* rendah dapat dicapai menggunakan teknik amplitud *tapering*. Pengarahan *beam* dapat diatasi menggunakan teknik konvensional *beam steering*, dengan mengimplementasikan penggeser phase digital. Dalam tugas akhir ini digunakan *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* sebagai metode amplitud *tapering* yang diimplementasikan dengan *Software Defined Radio* (SDR).

Sistem diimplementasikan dengan konfigurasi array 1x3, pada frekuensi kerja 2.4 GHz. Berdasarkan hasil pengukuran Taylor tidak bisa diterapkan pada array 3 elemen. Jika dibandingkan dengan eksitasi *uniform*, pada SLL yang diinginkan -40dB, level *side lobe* Dolph-Chebyshev terukur sebesar -31.55dB, lebih rendah 22.35dB, dan *beamwidth* yang terukur sebesar 43°, lebih lebar 9°. Pengarahan *beam* untuk eksitasi *uniform* pada sudut 140° menghasilkan *beamwidth* 51°, lebih lebar 5° dibandingkan saat di sudut 60°. Deteksi target bekerja baik untuk posisi target di antara sudut  $\pm 60^\circ$  dari sudut *broadside* (90°).

**Kata Kunci :** Pembentukan *beam*, Pengarahan *beam*, SDR, Taylor, Dolph-Chebyshev, *Smart antenna*.

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*



**PERFORMANCE COMPARISON OF BEAMFORMING USING  
DOLPH-CHEBYSHEV AND TAYLOR METHOD  
IN PHASED ARRAY ANTENNA  
FOR RADAR AND COMMUNICATION SYSTEM**

Name : Abdullah Pujakusuma Erawan  
Supervisor : Dr. Ir. Puji Handayani, MT.  
Prof. Ir. Gamantyo Hendranto, M.Eng, Ph.D.

**ABSTRACT**

*The new generation system (5G) is required to capable for adjust smart antenna technology, with manipulating antenna's beam form so the radio waves radiation could be focused to user. In other side, scanning process of conventional RADAR system is performed with rotating the physical part of antenna, that produce scan delay so reduce RADAR's performance. Furthermore, the antenna beamwidth should be narrow to be able to detect target accurately.*

*Problems on both systems, can be solved by using beam forming technique, that is controlling of beamwidth and side lobe level antenna electronically. Optimum beamwidth with low side lobe level can be achieved using amplitude tapering technique. Beam steering can be solved using conventional beam steering, that is implementing digital phase shifter. This final project use Dolph-Chebyshev and Taylor as amplitude tapering methods that implemented with Software Defined Radio (SDR).*

*This system is implemented with 1x3 array configuration, using frequency of 2.4GHz. Based on measurement result, Taylor can not be applied to array with 3 elements. Compared to uniform excitation, for expected SLL -40dB, the measured side lobe level of Dolph-Chebyshev is -31.44dB, that is 22.35dB lower, and the measured beamwidth is 43°, that is 9° wider. Beam steering for uniform excitation at 140° angle produce beamwidth of 51°, that is 5° wider than at 60° angle. Target detection works well for target position at angle between  $\pm 60^\circ$  from broadside angle (90°).*

**Keywords :** *Beam forming, Beam steering, SDR, Taylor, Dolph Chebyshev, Smart antenna.*

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

## **KATA PENGANTAR**

Puji Syukur penyusun panjatkan kehadiran Allah SWT yang telah memberikan rahmat serta hidayah-Nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan tugas akhir yang berjudul:

### **PERBANDINGAN KINERJA PEMBENTUKAN BEAM MENGUNAKAN METODE DOLPH-CHEBYSHEV DAN TAYLOR PADA PHASED ARRAY ANTENNA UNTUK SISTEM KOMUNIKASI DAN RADAR**

Tugas akhir ini merupakan syarat untuk menyelesaikan program pendidikan Sarjana Teknik di Teknologi Sepuluh Nopember.

Penulis berharap buku ini dapat memberikan yang terbaik bagi semuanya dan dapat menjadikan tugas akhir ini sebagai tambahan *literature* dan dapat bermanfaat bagi penulis secara pribadi dan pembaca semua pada umumnya. Tak ada gading yang tak retak, penulis menyadari buku ini masih membutuhkan penyempurnaan dalam berbagai aspek.

Akhir kata mohon maaf apabila ada kekeliruan baik yang sengaja maupun yang tidak sengaja.

Surabaya, Juni 2016

Penulis

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

## DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL.....	i
PAGE TITLE .....	iii
PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR.....	v
HALAMAN PENGESAHAN.....	vii
ABSTRAK.....	ix
<i>ABSTRACT</i> .....	xi
KATA PENGANTAR .....	xiii
DAFTAR ISI.....	xv
DAFTAR GAMBAR .....	xix
DAFTAR TABEL.....	xxiii
BAB I PENDAHULUAN .....	1
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Rumusan Masalah .....	2
1.3 Batasan Masalah.....	2
1.4 Tujuan Penelitian.....	2
1.5 Metodologi Penelitian.....	3
1.6 Sistematika Laporan .....	5
BAB II TINJAUAN PUSTAKA.....	7
2.1 Parameter Antena .....	7
2.1.1 Pola Radiasi Antena.....	7
2.1.2 Daerah Medan Antena .....	10
2.2 Antena Array .....	12
2.2.1 Faktor Array.....	13
2.2.2 <i>Uniform Linear Array</i> .....	15
2.2.3 <i>Main Beam Scanning</i> .....	18
2.2.4 <i>Beamwidth</i> .....	19
2.2.5 Perkalian Pola .....	21
2.2.6 Pembentukan Beam ( <i>Beamforming</i> ) .....	22
2.3 <i>Amplitude Tapering</i> .....	24
2.3.1 <i>Dolph-Chebyshev</i> .....	24
2.3.2 <i>Taylor</i> .....	28
2.4 <i>Smart Antenna</i> .....	32
2.5 <i>Software Defined Radio (SDR)</i> .....	37
2.5.1 <i>Universal Software Radio Peripheral (USRP)</i> .....	38
2.1.1 <i>Bandwidth USRP</i> .....	39
2.5.2 <i>USRP N210</i> .....	41
2.5.3 <i>Daughterboard SBX</i> .....	43

2.5.4	Daya Pancar USRP .....	43
2.6	Perangkat Lunak Simulasi dan Antar Muka .....	44
2.6.1	<i>MatLab</i> R2015b .....	44
2.6.2	NI-LabView Communications 1.1 .....	44
BAB III PERANCANGAN DAN IMPLEMENTASI SISTEM .....		47
3.1	Perancangan Umum Sistem .....	47
3.2	Peralatan yang Dibutuhkan .....	48
3.2.1	Perangkat Lunak .....	48
3.2.2	Perangkat Keras .....	49
3.2.3	Perhitungan Daerah Medan Jauh ( <i>Far Field</i> ) .....	50
3.3	Simulasi dengan <i>MatLab</i> .....	51
3.3.1	Jumlah Elemen .....	52
3.3.2	Spasi Elemen .....	53
3.3.3	<i>Beam Steering</i> .....	54
3.3.4	<i>Amplitude Tapering</i> .....	57
3.3.5	<i>Side Lobe Level</i> (SLL) .....	59
3.3.6	Akurasi Spasi Elemen .....	61
3.4	Implementasi Sistem dengan <i>LabView</i> .....	63
3.4.1	Interkoneksi Perangkat Keras .....	64
3.4.2	Sistem TX Target dan TX Referensi .....	65
3.4.3	Sistem Penerima (RX) .....	70
3.5	Skenario Pengukuran .....	81
3.5.1	Skenario 1 : Pengukuran Pola Radiasi .....	81
3.5.2	Skenario 2 : Deteksi Target .....	83
3.5.3	Lokasi pengukuran .....	84
BAB IV PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA .....		85
4.1	Parameter Evaluasi Sistem .....	85
4.2	Langkah Pengukuran .....	87
4.2.1	Pengukuran Efek <i>Mutual Coupling</i> .....	87
4.2.2	Pemisahan Sinyal dengan <i>Filter</i> .....	88
4.2.3	<i>Auto Amplifier</i> .....	91
4.2.4	<i>Phase Compensation</i> .....	93
4.2.5	Skenario Akuisisi Data Pengukuran .....	95
4.3	Hasil Pengukuran .....	95
4.3.1	Pola Radiasi dengan <i>Amplitude Tapering</i> .....	96
4.3.2	Pola Radiasi dengan <i>Beam Steering</i> .....	97
4.3.3	Deteksi Target .....	98
4.4	Analisis Hasil Pengukuran .....	100
4.4.1	Analisis Dolph-Chebyshev .....	100

4.4.2	Analisis Taylor.....	102
4.4.3	Analisis <i>Beam Steering</i> .....	105
4.4.4	Analisis Deteksi Target.....	107
4.5	Sintesis.....	109
BAB V PENUTUP.....		111
5.1	Kesimpulan.....	111
5.2	Saran.....	112
DAFTAR PUSTAKA .....		113
LAMPIRAN A .....		115
LEMBAR PENGESAHAN PROPOSAL .....		115
LAMPIRAN B .....		117
DAFTAR PROGRAM MATLAB .....		117
LAMPIRAN C .....		127
DOKUMENTASI PENGUKURAN .....		127
LAMPIRAN D .....		129
DATASHEET PERANGKAT .....		129
LAMPIRAN E .....		131
DATA PENGUKURAN .....		131
RIWAYAT HIDUP.....		133

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*



## DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1 <i>Roadmap</i> metodologi pengerjaan.....	4
Gambar 2.1 Ilustrasi pola radiasi antenna $F(\theta, \varnothing)$ dan direktivitas $D$ [1].	8
Gambar 2.2 Plot polar dari pola radiasi antenna [1].....	10
Gambar 2.3 Kriteria daerah medan antenna [1]. .....	12
Gambar 2.4 Array linier. Simbol $\varnothing$ dan $\mathbb{X}$ mengindikasikan variabel penggeser fase dan atenuator [1]. .....	12
Gambar 2.5 Konfigurasi array linear dengan sumber isotropis [1]. .....	13
Gambar 2.6 N-elemen linear array dengan sumber berupa elemen isotropis [1].....	14
Gambar 2.7 Faktor array untuk (a) Tiga elemen. (b) Lima elemen [1].	17
Gambar 2.8 Teknik penentuan AF sebagai fungsi polar sudut $\theta$ [1]. ....	17
Gambar 2.9 AF untuk 4 elemen, ULA. (a) Eksitasi Array. (b) Pola dalam domain $\psi$ untuk $N=4$ . (c) Plot polar untuk $d = \lambda/2$ dan $\alpha = \pi/2$ .....	19
Gambar 2.10 Array dari dua elemen dipole pendek parallel, jarak $1/2\lambda$ , phase sama. (a) Array. (b) Pola bidang xz. (c) Pola bidang yz [1].....	21
Gambar 2.11 Dipole linier. (a) Collinier array. (b) Parallel array [1]. ..	22
Gambar 2.12 Prinsip <i>beamforming</i> dengan ULA [2]. .....	23
Gambar 2.13 Polinomial <i>Chebyshev</i> untuk 5 orde pertama [1].....	25
Gambar 2.14 Polinomial <i>Chebyshev</i> [1]. .....	26
Gambar 2.15 Faktor array dari bobot Taylor kontinyu distribusi linier dengan $n = 10$ , SLL = -60dB [4] .....	30
Gambar 2.16 Perbandingan dari faktor array Uniform (biru) dengan Taylor dengan $n = 5$ , SLL = -40dB (merah) [4].....	32
Gambar 2.17 Faktor array Taylor $n = 10$ , SLL = -30dB, memperlihatkan puncak selubung <i>side lobe</i> jauh dari (2.57) .....	32
<b>Gambar 2.18</b> Spatial Division Multiple Access (SDMA) [2]. .....	33
Gambar 2.19 Teknik dasar <i>smart antenna</i> . (a) Sistem <i>switched beam</i> . (b) Sistem <i>multiple fixed beam</i> [2]. .....	34
Gambar 2.20 Teknik <i>smart antenna</i> yang lebih kompleks. (a) <i>Adaptive</i> array (b) MIMO [2]. .....	35

Gambar 2.21 Aplikasi dari <i>beamforming</i> [2].....	36
Gambar 2.22 <b>Diagram blok arsitektur SDR</b> .....	37
Gambar 2.23 Diagram blok USRP NI-2922 dan NI-210 [13] .....	41
Gambar 2.24 Tampilan diagram LabView Communications. ....	45
Gambar 3.1 Blok diagram sistem secara umum. ....	47
Gambar 3.2 Perhitungan dimensi maksimum antena array. ....	50
Gambar 3.3 Alur diagram simulasi faktor array. ....	51
Gambar 3.4 AF untuk 5 dan 10 elemen array, $d=0.5\lambda$ . ....	52
Gambar 3.5 AF untuk 20 dan 30 elemen array, $d=0.5\lambda$ . ....	52
Gambar 3.6 AF dengan spasi elemen $0.25\lambda$ dan $0.5\lambda$ . $N=5$ .....	53
Gambar 3.7 AF dengan spasi elemen $\lambda$ dan $2\lambda$ . $N=5$ .....	54
Gambar 3.8 AF dengan sudut <i>scanning</i> $90^\circ$ dan $105^\circ$ , 5 elemen. ....	55
Gambar 3.9 AF dengan sudut <i>scanning</i> $120^\circ$ dan $135^\circ$ , 5 elemen. ....	55
Gambar 3.10 AF dengan sudut <i>scanning</i> $90^\circ$ dan $105^\circ$ , 10 elemen. ....	56
Gambar 3.11 AF dengan sudut <i>scanning</i> $120^\circ$ dan $135^\circ$ , 10 elemen. ....	56
Gambar 3.12 AF dengan 5 elemen. Teknik amplitude tapering menggunakan Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor untuk SLL -20dB.....	57
Gambar 3.13 AF Uniform, Dolph-Chebyshev dan Taylor untuk SLL -20 dB, dengan sudut <i>scanning</i> $120^\circ$ , 5 elemen. ....	58
Gambar 3.14 AF untuk teknik tapering Dolph-Chebyshev, <i>level side lobe</i> -20 dB, dengan jumlah elemen 2, 3, 4, 5. ....	58
Gambar 3.15 AF untuk teknik tapering Taylor, <i>level side lobe</i> -20 dB, dengan jumlah elemen 2, 3, 4, 5. ....	59
Gambar 3.16 Plot faktor array Dolph-Chebyshev dengan variasi SLL dan $N=3$ dalam bidang kartesian.....	60
Gambar 3.17 Plot faktor array Taylor dengan variasi SLL dan $N=3$ dalam bidang kartesian.....	60
Gambar 3.18 Ketidakakuratan spasi antar elemen pada metode Dolph- Chebyshev dengan SLL -30dB.....	62
Gambar 3.19 Ketidakakuratan spasi antar elemen pada metode Taylor dengan SLL -30dB. ....	62
Gambar 3.20 Konfigurasi perangkat keras. ....	63
Gambar 3.21 Tampilan awal NI-USRP Configuration Utility.....	65

Gambar 3.23 Tampilan panel LabView TX target dan referensi. ....	66
Gambar 3.24 Tampilan diagram inisialisasi awal USRP <i>transmitter</i> . ....	67
Gambar 3.25 Diagram LabView untuk Properties USRP. ....	67
Gambar 3.26 Pembangkitan sinyal tone TX target dan referensi. ....	68
Gambar 3.27 Konversi sinyal ke bentuk IQ rate. ....	68
Gambar 3.28 Blok penulisan data ke USRP. ....	69
Gambar 3.29 Data dalam bentuk 2D CDB. ....	70
Gambar 3.30 Tampilan panel sistem penerima pada LabView. ....	70
Gambar 3.31 Pengaruh variasi frekuensi <i>sampling</i> ( $F_s$ ) pada bentuk sinyal. (a) $F_s=2F_i$ , (b) $F_s=4F_i$ , (c) $F_s=6F_i$ , dan (d) $F_s=12.5F_i$ . ....	72
Gambar 3.32 Blok konfigurasi parameter sinkronisasi USRP <i>receiver</i> . ....	73
Gambar 3.33 Diagram <i>filter</i> pada LabView penerima. ....	74
Gambar 3.34 Diagram untuk <i>plot</i> sinyal. ....	75
Gambar 3.35 Penggunaan <i>MathScript</i> pada LabView. ....	76
Gambar 3.36 Diagram fungsi blok <i>auto amplifier</i> . ....	76
Gambar 3.37 Diagram fungsi blok <i>phase compensator</i> . ....	77
Gambar 3.38 Konfigurasi perangkat saat proses kompensasi phase. ....	78
Gambar 3.39 Blok <i>amplitude tapering</i> dan <i>plot</i> pola radiasi. ....	79
Gambar 3.40 Diagram fungsi blok <i>beam steering</i> . ....	80
Gambar 3.41 Diagram fungsi blok deteksi target. ....	80
Gambar 3.42 Skenario pengukuran pola radiasi. ....	81
Gambar 3.43 Skenario pengukuran pola radiasi <i>beam steering</i> . ....	82
Gambar 3.44 Skenario pengukuran deteksi target. ....	83
Gambar 3.45 Lokasi pengukuran. ....	84
Gambar 4.1 Akurasi sudut deteksi target untuk <i>broadside</i> array. ....	86
Gambar 4.2 Akurasi sudut deteksi target untuk <i>end-fire</i> array (sudut $0^\circ$ ). .....	86
Gambar 4.3 Pengukuran efek <i>mutual coupling</i> dengan VNA. ....	87
Gambar 4.4 Hasil pengukuran <i>mutual coupling</i> . ....	88
Gambar 4.5 Respon frekuensi sinyal tiap array penerima. (a) <i>Filter</i> untuk TX referensi (b) <i>Filter</i> untuk TX target. ....	89
Gambar 4.6 Pengaruh filter digital pada sinyal TX target. (a) Sinyal sebelum di- <i>filter</i> . (b) Sinyal setelah di- <i>filter</i> . ....	90

Gambar 4.7 Pengaruh <i>auto amplifier</i> . (a) Sinyal sebelum dikuatkan. (b) Sinyal setelah dikuatkan. ....	91
Gambar 4.8 Pengaruh level magnitude yang tidak seragam pada proses <i>beam forming</i> . ....	92
Gambar 4.9 Perbedaan phase sinyal saat array menghadap sudut $0^\circ$ . ....	93
Gambar 4.10 Pengaruh <i>phase compensation</i> . (a) Phase sinyal sebelum dikompensasi. (b) Phase sinyal setelah dikompensasi. ....	94
Gambar 4.11 Pola radiasi <i>beamforming</i> untuk SLL -10 dB. ....	96
Gambar 4.12 Pola radiasi <i>beamforming</i> untuk SLL -20 dB. ....	96
Gambar 4.13 Pola radiasi <i>beamforming</i> untuk SLL -30 dB. ....	97
Gambar 4.14 Pola radiasi <i>beamforming</i> untuk SLL -40 dB. ....	97
Gambar 4.15 <i>Beam steering</i> ke sudut $60^\circ$ . ....	98
Gambar 4.16 <i>Beam steering</i> ke sudut $140^\circ$ . ....	98
Gambar 4.17 Deteksi target dengan <i>Uniform</i> di sudut $90^\circ$ . ....	99
Gambar 4.18 Deteksi target dengan <i>Dolph-Chebyshev</i> di sudut $90^\circ$ . ....	99
Gambar 4.19 Deteksi target dengan <i>Taylor</i> di sudut $90^\circ$ . ....	99
Gambar 4.20 Hasil deteksi target. (a) Grafik polar. (b) Grafik kartesian. ....	100
Gambar 4.21 Komparasi Dolph-Chebyshev pengukuran dengan teori. ....	101
Gambar 4.22 Komparasi Taylor pengukuran dengan teori. ....	103
Gambar 4.23 Pola radiasi Taylor SLL -30 dB (diperbesar). ....	104
Gambar 4.24 <i>Beam steering</i> untuk sudut $60^\circ$ . ....	105
Gambar 4.25 <i>Beam steering</i> untuk sudut $140^\circ$ . ....	106
Gambar 4.26 Prosentase kesalahan deteksi target (10 percobaan tiap sudut). ....	107
Gambar 4.27 Prosentase selisih <i>error</i> sudut deteksi (190 kali percobaan). ....	108

## DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Magnitude arus dari ULA <i>Dolph-Chebyshev</i> (nilai arus ditunjukkan untuk elemen tengah pertama dan elemen sisinya memiliki magnitude seragam) [1].	27
Tabel 2.2 Spesifikasi <i>bandwidth</i> dan <i>sample rate</i> USRP NI-2922 [13].	40
Tabel 2.3 Spesifikasi USRP N210 [13].	42
Tabel 2.4 Daya output USRP NI-2922, frekuensi 2,4 GHz dengan variabel gain	43
Tabel 3.1 Bobot phase untuk mengontrol arah main beam.	54
Tabel 3.2 Pengaruh arah pancaran <i>main beam</i> terhadap <i>beamwidth</i> untuk eksitasi Uniform dengan N=5.	56
Tabel 3.3 Bobot amplitud dengan N=5, SLL=-20dB untuk Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor.	57
Tabel 3.4 Bobot amplitud dari Taylor dengan variasi SLL, dan N=3.	61
Tabel 3.5 Keterangan parameter USRP di LabView.	66
Tabel 3.6 Konfigurasi parameter sinkronisasi di penerima.	73
Tabel 3.7 Parameter <i>filter</i> di penerima.	75
Tabel 3.8 Beda phase tiap elemen untuk sudut pancaran 140°.	83
Tabel 4.1 Kemungkinan sudut terdeteksi saat <i>broadside</i> dan <i>end-fire</i> .	87
Tabel 4.2 Level magnitude sinyal yang tidak seragam.	92
Tabel 4.3 Perbandingan <i>beamwidth</i> Dolph-Chebyshev teori dan pengukuran.	101
Tabel 4.4 Perbandingan SLL Dolph-Chebyshev teori dan pengukuran.	102
Tabel 4.5 Perbandingan <i>beamwidth</i> Taylor teori dan pengukuran.	103
Tabel 4.6 Perbandingan SLL Taylor teori dan pengukuran.	105
Tabel 4.7 Perbandingan <i>beamwidth beam steering</i> pengukuran dengan teori.	107
Tabel 20 Kekurangan dan kelebihan antara Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor untuk array 3 elemen.	110

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Teknologi telekomunikasi saat ini mulai beranjak menuju generasi ke lima (5G) yang dituntut untuk memberikan layanan maksimum ke setiap *user*. Salah satu caranya dengan melakukan optimasi pola radiasi antenna. Dengan mempersempit *beamwidth* dan menekan level *sidelobe* yang tidak berguna, maka radiasi gelombang elektromagnetik ke arah *main beam* antenna dapat difokuskan. Selain itu tingginya mobilitas user mengharuskan arah *main beam* antenna untuk berubah menyesuaikan posisi *user*, sehingga layanan tetap optimal. Di sisi lain teknologi RADAR dituntut untuk dapat melakukan *scanning* area dengan cepat (tanpa *delay*), sehingga pengamatan target dapat *realtime*. Selain itu resolusi deteksi objek harus tinggi agar dapat mengenali target.

Permasalahan pada kedua sistem tersebut dapat diatasi menggunakan antenna array dengan susunan tertentu yang dikontrol secara elektronis. Teknik *beam forming* digunakan untuk mengontrol *beamwidth* dan level *sidelobe*, prinsip kerjanya dengan memberi eksitasi atau bobot amplitud arsu berbeda pada tiap elemen array. Variasi bobot tersebut akan berpengaruh pada pola radiasi antenna array. Metode *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* merupakan teknik *beam forming* yang dapat menghasilkan *sidelobe* rendah dan *beamwidth* sempit. Dua hal tersebut saling mengorbankan satu sama lain (*trade-off*), maka perlu dipilih konfigurasi optimum [1]. Sedangkan arah pancaran dikontrol menggunakan teknik konvensional *beam steering* dengan merubah phase tiap elemen.

Perancangan dan simulasi antenna array menggunakan metode *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* ini telah banyak dilakukan, akan tetapi belum sampai tahap implementasi. Oleh karena itu dalam tugas akhir ini akan dirancang, disimulasikan, dan diimplementasikan menggunakan *Software Defined Radio* (SDR). Dan hasil pola radiasi antenna pada kanal riil tersebut dibandingkan dengan hasil simulasi untuk melihat kinerja metode *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor*.

## 1.2 Rumusan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah:

1. Bagaimana perancangan dan simulasi pembentukan beam menggunakan metode *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* ?
2. Bagaimana implementasi hasil simulasi menggunakan *Universal Software Radio Peripheral* (USRP)?
3. Bagaimana pengaruh pembentukan *beam* terhadap level *sidelobe* dan *beamwidth*?
4. Bagaimana mengendalikan pancaran *beam* pada arah yang ditentukan?

## 1.3 Batasan Masalah

Batasan masalah dari tugas akhir ini adalah :

1. Antena yang digunakan adalah dipole dengan susunan array linier.
2. Perangkat lunak yang digunakan adalah *MatLab* dan *LabView*.
3. Sistem *beamformer* yang dirancang hanya berfungsi sebagai penerima .
4. Metode pembentukan *beam* yang digunakan adalah *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor*.
5. Parameter yang diamati adalah level *sidelobe* dan arah *beam*.

## 1.4 Tujuan Penelitian

Hasil dari tugas akhir ini kedepannya dapat digunakan sebagai acuan untuk menerapkan teknologi *smart antena* pada sistem komunikasi 5G. Hal ini dikarenakan perancangan dan simulasi antena array ini telah diuji pada kondisi riil menggunakan antena dipole linier dan *hardware* USRP. Dengan menggunakan metode amplitud *tapering* terbaik yang telah teruji hasil kinerjanya, *beamwidth* yang sempit dengan level *side lobe* rendah dapat direalisasikan. Selain itu antena array ini juga dapat diterapkan untuk sistem RADAR, sehingga mampu melakukan *scanning* tanpa *delay*, dan menambah resolusi target seiring bertambahnya jumlah elemen array.



## 1.5 Metodologi Penelitian

Metodologi pada Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

### 1. Studi Literatur

Pada tahap ini diadakan studi literatur mulai dari pengambilan dan pengumpulan data-data serta dasar teori penunjang yang digunakan sebagai referensi dalam penyelesaian Tugas Akhir. Dalam proses perancangan dan pengujian sistem, studi literatur yang digunakan adalah yang berkaitan mengenai USRP, antenna array, dan *software* yang akan digunakan berupa *LabView* dan *MatLab*. Literatur didapatkan dari buku-buku, makalah-makalah, jurnal, dan internet.

### 2. Perencanaan Sistem

Setelah mempelajari literatur dan materi yang telah didapatkan, dimulailah perencanaan sistem. Dari sini dapat ditentukan parameter yang akan digunakan, mulai dari frekuensi, jenis antenna, jumlah elemen, spasi antar elemen, dan lain-lain.

### 3. Simulasi Sistem

Sebelum implementasi secara riil dengan USRP dilakukan, rangkaian hasil perancangan sistem harus disimulasikan terlebih dahulu menggunakan *software MatLab*. Hal ini ditujukan agar saat pembuatan *hardware* tidak terjadi kesalahan dan sebagai pembandingan hasil pengukuran.

### 4. Perancangan Program

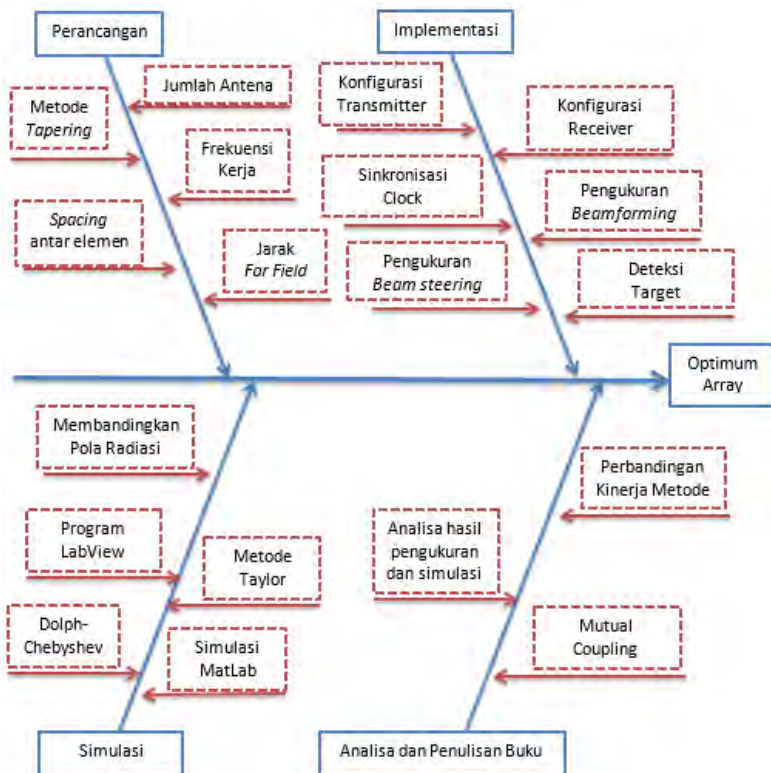
Pada tahap ini yang dilakukan adalah mengimplementasikan algoritma *tapering Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* menggunakan *software LabView* untuk mengontrol USRP, sehingga dapat dilakukan *beamforming*.

### 5. Pengujian dan Analisa

Pengujian dan analisa dimaksudkan untuk mengetahui sejauh mana sistem yang dibuat pada tugas akhir ini dapat berfungsi sesuai dengan simulasi yang diharapkan dan sesuai dengan tujuan dari tugas akhir ini. Selain itu juga dilakukan komparasi kinerja metode *tapering Dolph-Chebyshev* dengan *Taylor* untuk menentukan metode yang terbaik.

## 6. Pembuatan Laporan

Membuat dokumentasi dari semua tahapan proses diatas berupa laporan yang berisi tentang dasar teori dan hasil tugas akhir ini.



**Gambar 1.1** Roadmap metodologi pengerjaan.

## **1.6 Sistematika Laporan**

Laporan penelitian Tugas Akhir ini disusun secara sistematis dibagi dalam beberapa bab, dengan perincian sebagai berikut:

### **Bab I Pendahuluan**

Bab ini berisikan penjelasan latar belakang, perumusan masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, metodologi penelitian dan sistematika laporan.

### **Bab II Tinjauan Pustaka**

Dalam bab ini membahas secara singkat dan jelas teori-teori yang terkait dalam penulisan Tugas Akhir.

### **Bab III Perancangan dan Implementasi Sistem**

Dalam bab ini membahas tentang perancangan sistem mulai dari simulasi program sampai implementasi secara riil pada USRP.

### **Bab IV Pengujian dan Analisis Data**

Dalam bab ini membahas tentang perbandingan dan analisis hasil kinerja pembentukan beam menggunakan metode *Dolph-Chebyshev* dengan *Taylor*.

### **Bab V Penutup**

Bab ini berisi tentang kesimpulan pokok dari seluruh rangkaian penelitian yang telah dilakukan dan saran yang dapat dijadikan sebagai pengembangan dari penelitian selanjutnya.

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

## BAB II

### TINJAUAN PUSTAKA

Pada bab ini akan dijelaskan mengenai dasar teori yang menunjang penelitian tugas akhir. Secara umum terbagi menjadi empat konsep utama, yaitu antena array, amplitudo *tapering*, *smart antenna*, dan USRP.

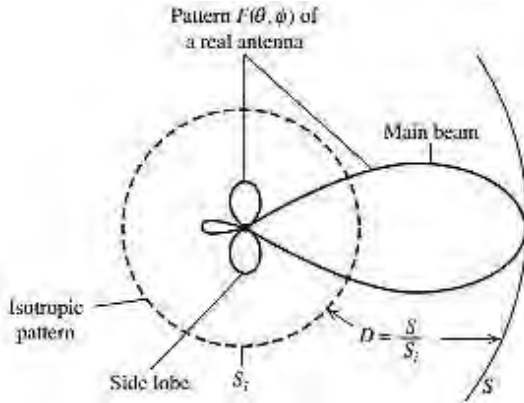
#### 2.1 Parameter Antena

Pengetahuan mengenai parameter antena dibutuhkan untuk mendeskripsikan kinerja antena. Parameter antena yang dibahas pada penelitian tugas akhir ini meliputi pola radiasi, efisiensi antena, dan penguatan (*gain*) antena. Pola radiasi antena merupakan representasi grafis dari karakteristik radiasi antena [1]. Pada umumnya, pola radiasi suatu antena ditentukan dari karakteristik radiasi pada daerah medan jauh antena. Dalam kondisi antena sebagai penerima sinyal, antena mampu menerima sinyal dari arah tertentu tergantung pada karakteristik pola radiasinya pada arah tersebut.

##### 2.1.1 Pola Radiasi Antena

Pola radiasi antena dianalisis pada koordinat bola dengan variabel pengamatan berdasarkan nilai sudut ( $\theta$  dan  $\phi$ ) dan dinyatakan melalui fungsi  $F(\theta, \phi)$ . Radiasi diperhitungkan dengan meninjau nilai kerapatan daya (*power density*)  $S$  pada titik pengamatan tertentu sejauh  $r$  dari antena. Antena dengan arah pancaran tertentu memiliki satu *beam* utama (*main beam*) yang biasanya digunakan untuk tujuan komunikasi *point-to-point*. Bentuk *beam* suatu antena disesuaikan dengan tujuan penggunaan antena tersebut. Antena dengan pola radiasi *omnidirectional* biasa digunakan untuk keperluan *broadcasting* untuk mendukung kebutuhan daya pancar yang sama di seluruh arah pengamatan bidang horizontal dari suatu antena.

Pola radiasi antena dapat disebut sebagai pola medan (*field pattern*) jika yang digambarkan merupakan kuat medan di sekeliling antena. Sedangkan jika gambar menunjukkan variasi spasial dari *power density* pada jarak konstan maka pola radiasi dapat juga disebut sebagai karakteristik amplitudo pola daya (*power pattern*). Biasanya *field* maupun *power pattern* digambarkan setelah melalui tahap normalisasi terhadap nilai maksimumnya.



**Gambar 2.1** Ilustrasi pola radiasi antenna  $F(\theta, \phi)$  dan direktivitas  $D$  [1].

Persamaan untuk pola radiasi medan ternormalisasi dari antenna dinyatakan sebagai :

$$F(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}}{E_{\theta}(\max)} \quad 2.1$$

$E$  merupakan medan listrik yang bekerja pada antenna.  $E_{\theta}(\max)$  merupakan nilai tertinggi dari *magnitude*  $E_{\theta}$ .

Jika komponen fase  $\phi$  bernilai nol dan  $L$  merupakan dimensi antenna, maka analisis medan listrik di daerah medan jauh antenna yang terletak pada sumbu- $z$  memberikan hasil normalisasi persamaan (2.1) dalam bentuk :

$$F(\theta) = \sin \theta \frac{\sin[(\beta L/2) \cos \theta]}{(\beta L/2)} \quad 2.2$$

Jika,

$$g(\theta) = \sin \theta \quad 2.3$$

$$f(\theta) = \sin \left[ \left( \frac{\beta L}{2} \right) \cos \theta \right] / \left( \frac{\beta L}{2} \right) \cos \theta \quad 2.4$$

maka diperoleh penurunan persamaan (2.2) sebagai fungsi umum pola radiasi antenna ternormalisasi yang dinyatakan sebagai :

$$F(\theta, \emptyset) = g(\theta, \emptyset) f(\theta, \emptyset) \quad 2.5$$

di mana  $g(\theta, \emptyset)$  merupakan faktor elemen antenna dan  $f(\theta, \emptyset)$  merupakan faktor pola radiasi antenna. Faktor pola radiasi antenna berasal dari nilai integral arus di sepanjang geometri antenna. Faktor elemen antenna merupakan pola elemen arus yang sangat kecil dari seluruh distribusi arus. Pada antenna dengan dimensi yang panjang ( $L \ll \lambda$ ), faktor pola radiasi antenna bernilai jauh lebih tajam dibandingkan dengan faktor elemen sehingga  $F(\theta) \approx f(\theta)$ .

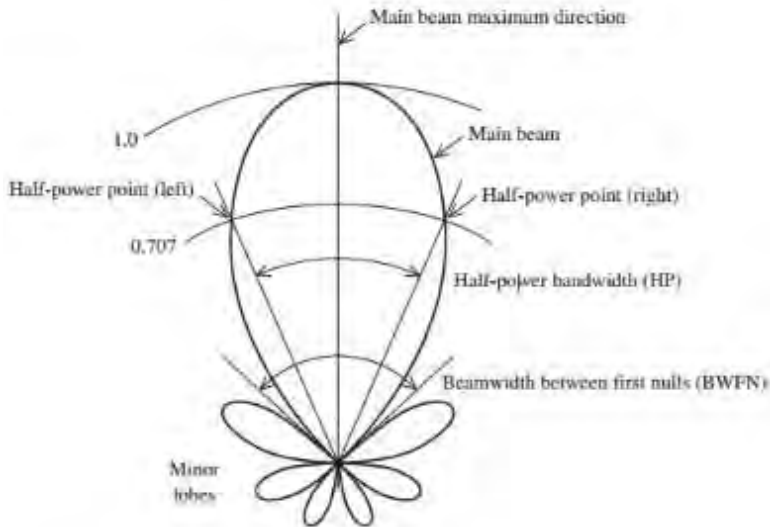
Pola radiasi seringkali dinyatakan dalam skala logaritmik (*decibels* (dB)). Penggunaan skala logaritmik dilakukan agar nilai *minor lobe* yang biasanya memiliki daya sangat rendah tetap dapat digambarkan secara proporsional pada bidang polar. Dalam skala logaritmik,  $F(\theta, \emptyset)$  dinyatakan sebagai :

$$|F(\theta, \emptyset)|_{dB} = 20 \log |F(\theta, \emptyset)| \quad 2.6$$

Pola radiasi antenna terdiri dari berbagai jenis *lobes*, yang dibedakan menjadi *major lobe* dan *minor lobe*. *Major lobe* atau *main beam* didefinisikan sebagai daerah radiasi dengan nilai terbesar pada satu arah tertentu. Bagian dari *major lobe* di bedakan menjadi *Half Power Beamwidth* (HPBW) dan *First Null Beamwidth* (FNBW). *Minor lobe* merupakan semua daerah radiasi antenna pada arah yang tidak diinginkan. *Minor lobe* yang dimaksud merupakan kumpulan *side lobe* maupun *back lobe* yang muncul pada penggambaran pola radiasi antenna. Perbedaan ke dua jenis *minor lobe* ini terletak pada posisi kemunculannya. Jenis *lobe* yang masuk pada kategori *side lobe* berada di sekitar *major lobe* dengan nilai intensitas radiasi medan yang lebih kecil daripada intensitas radiasi *major lobe*, sedangkan *back lobe* berada di belakang arah radiasi *major lobe*. Pembagian *lobes* ditunjukkan melalui Gambar 2.2.

Pembagian jenis pola radiasi antenna dibedakan menjadi tiga macam yaitu *isotropic*, *directional*, dan *omnidirectional*. Pola radiasi *isotropic* berbentuk bola sempurna yang berarti intensitas radiasi antenna sama di segala arah dan bersifat *lossless*. Pola radiasi ini hanya sebuah teori yang digunakan untuk analisis karakteristik antenna lebih lanjut. Pola radiasi *directional* berarti radiasi antenna optimum pada arah

tertentu. Sedangkan pola radiasi *omnidirectional* berbentuk donat sehingga intensitas radiasi antenna tidak hanya optimum pada arah tertentu melainkan ke segala arah pada bidang *azimuth*.



**Gambar 2.2** Plot polar dari pola radiasi antenna [1].

### 2.1.2 Daerah Medan Antena

Daerah medan di sekitar antenna umumnya dibagi menjadi tiga bagian: (a) daerah medan dekat-reaktif (*reactive near-field*), (b) daerah medan dekat-radiatif (*radiating near-field* / Fresnel), (c) daerah medan jauh (*Fraunhofer*) [1]. Pembagian ini digunakan untuk identifikasi struktur medan di masing-masing daerah.

*Reactive near-fields region* didefinisikan sebagai bagian dari daerah medan dekat yang mengelilingi antenna di mana daerah tersebut secara dominan dipengaruhi oleh karakteristik reaktif antenna. Pada sebagian besar antenna, batas terluar dari daerah ini berada pada :

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad 2.7$$



Jarak tersebut diukur mulai dari posisi permukaan antenna sumber, dimana  $\lambda$  merupakan panjang gelombang dan  $D$  adalah dimensi terbesar dari antenna.

*Radiating near-field (Fresnel) region* terletak di antara daerah *reactive near-fields* dan daerah *far-fields* dimana medan radiasi dari antenna mendominasi dan distribusi medan tergantung pada jarak dari antenna. Jika antenna memiliki dimensi yang tidak cukup besar jika dibandingkan dengan panjang gelombang, daerah ini kemungkinan tidak akan muncul. Batas daerah ini terukur pada persamaan (2.8), dengan berdasarkan kondisi maksimum error fase pada  $\pi/2$ .

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad 2.8$$

*Far-field (Fraunhofer) region* merupakan daerah medan antenna di mana distribusi medan angularnya independen terhadap jarak dari sumber antenna. Jika antenna memiliki dimensi maksimum senilai  $D$ , maka batas terdekat dari daerah medan jauh berada di :

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad 2.9$$

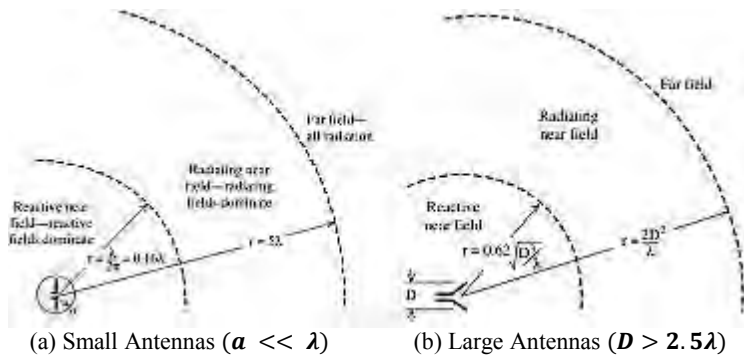
Persamaan matematis yang digunakan pada penjelasan di atas mengambil kondisi dimana dimensi antenna  $D$  bernilai lebih besar dari  $2.5\lambda$ . Jika dimensi terbesar antenna jauh lebih kecil dibandingkan dengan  $\lambda$ , maka berlaku persamaan :

$$(Reactive \ near-field) \quad R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad 2.10$$

$$(Radiating \ near-field) \quad \frac{\lambda}{2\pi} < R < 5\lambda \quad 2.11$$

$$(Far-field) \quad R > 5\lambda \quad 2.12$$

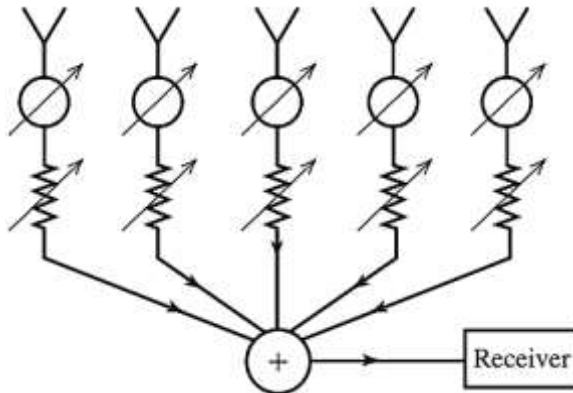
Penentuan daerah medan tersebut dikategorikan menjadi 3 (tiga) daerah seperti di atas. Kebanyakan aplikasi antenna menggunakan daerah ke tiga, yaitu *far-field*. Sebab dalam daerah tersebut gelombang radio yang dipancarkan antenna sudah berupa gelombang datar, sehingga gelombang yang sampai di tiap elemen array *receiver* mempunyai sifat yang sama.



**Gambar 2.3** Kriteria daerah medan antenna [1].

## 2.2 Antena Array

Konfigurasi dasar dari antenna array merupakan array linier yang ditunjukkan pada Gambar 2.4. Konfigurasi array pada Gambar 2.4 memiliki elemen identik dan bekerja pada sisi penerima. Karakteristik pola radiasi dari antenna array dapat digunakan untuk menjelaskan karakteristik kinerja antenna ketika digunakan di sisi pengirim maupun penerima karena adanya sifat timbal-balik (*reciprocity*) pada antenna.

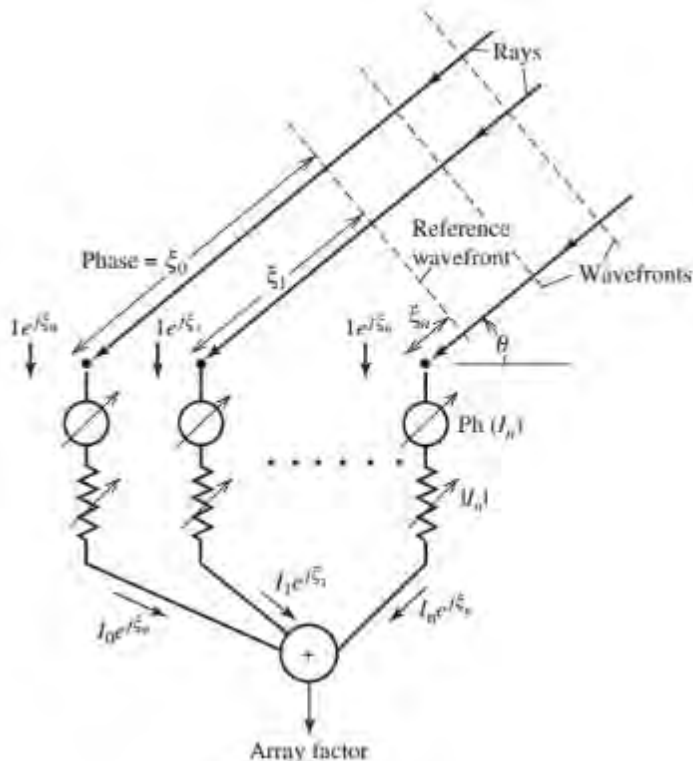


**Gambar 2.4** Array linier. Simbol  $\odot$  dan  $\otimes$  mengindikasikan variabel penggeser fase dan attenuator [1].

### 2.2.1 Faktor Array

Dasar dari pemodelan antenna array terbagi menjadi dua bagian, pertama merupakan pola radiasi dari masing-masing elemen array, yang disebut sebagai pola radiasi elemen, dan pola radiasi dari array dimana tiap elemen merupakan antenna isotropis, yang disebut sebagai *array factor* (AF). Total pola radiasi antenna array kemudian merupakan hasil perkalian antara pola radiasi elemen antenna dengan faktor array.

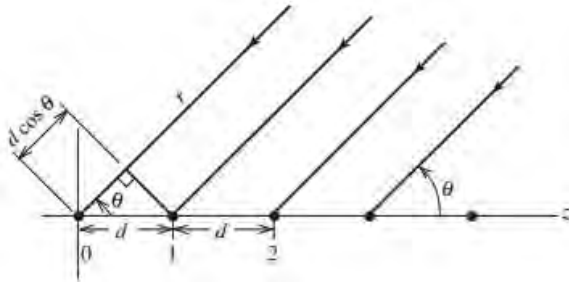
Faktor array yang berlaku pada Gambar 2.4 diperoleh dengan mengganti setiap elemen dengan radiator isotropis, tanpa mengubah lokasi dan nilai eksitasinya seperti ditunjukkan oleh Gambar 2.5.



**Gambar 2.5** Konfigurasi array linear dengan sumber isotropis [1].

Array menerima sejumlah gelombang datar yang datang dari arah  $\theta$  dengan nilai fase seragam (ditinjau dari referensi *wavefront*). Jika referensi *wavefront* digunakan untuk referensi fase nol, maka elemen ke- $n$  mengalami keterlambatan fase (yang dengan perkalian terhadap nilai  $\beta$ ) sebesar  $\xi_n$ . Amplitudo eksitasi bernilai konstan karena gelombang datar memiliki amplitudo yang seragam sehingga menghasilkan nilai eksitasi sebesar  $1e^{j\xi_0}, 1e^{j\xi_1}, \dots$ . Selanjutnya, faktor array untuk konfigurasi antenna linier pada Gambar 2.4 merupakan hasil penjumlahan dari respon penerima radiator isotropis  $\{e^{j\xi_0}, e^{j\xi_1}, \dots\}$  dan mengalami pembobotan berdasarkan nilai amplitudo maupun pergeseran fase arus kompleks  $\{I_0, I_1, \dots\}$ . Secara matematis, persamaan umum dari faktor array adalah :

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + I_2 e^{j\xi_2} + \dots \quad 2.13$$



**Gambar 2.6** N-elemen linear array dengan sumber berupa elemen isotropis [1].

Persamaan (2.13) merupakan persamaan umum faktor elemen antenna yang dapat digunakan untuk berbagai geometri antenna array. Untuk memperoleh penyederhanaan persamaan (2.13), maka dilakukan analisis yang dimulai dengan menetapkan  $\xi_0 = 0$ . Kemudian jika gelombang yang datang di elemen-1 merambat sejauh  $d \cos \theta$  dibandingkan dengan gelombang yang datang di elemen pertama ( $n = 0$ ) maka elemen fase di elemen ke-dua ( $n = 1$ ) bernilai  $\xi_1 = \beta d \cos \theta$  terhadap elemen pertama. Persamaan (2.13) selanjutnya dapat dituliskan kembali dalam bentuk :

$$\begin{aligned}
AF &= I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j\beta d \cos \theta} + \dots \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jn d \cos \theta}
\end{aligned} \tag{2.14}$$

dimana  $I_n = A_n e^{jn\alpha}$ , maka :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \tag{2.15}$$

### 2.2.2 Uniform Linear Array

*Phased array* dapat dibentuk dengan berbagai macam geometri. Umumnya, dikategorikan berdasarkan jumlah dimensinya, misal : *linier* (satu dimensi), *planar* (dua dimensi) seperti geometri *circular*, *rectangular*, dan *hexagonal*, dan *volumetric* (tiga dimensi). Spasi elemen dapat disusun secara teratur atau tidak teratur (acak). Spasi seragam selanjutnya dapat dibagi menjadi *uniform* dan *non-uniform*. *Phased array* biasanya disusun secara ULA, *uniform circular array* (UCA) atau *planar* dengan polarisasi yang sama, dan *gain* kecil [2].

*Uniform Liner Array* (ULA) merupakan jenis konfigurasi antena array dengan jarak antar elemen dan amplitudo bernilai seragam. Gambar 2.6. menunjukkan N-elemen linear array yang terdiri dari sumber titik berupa elemen radiator isotropis. Jika amplitudo sinyal di elemen ( $A_0$ ) seragam, maka persamaan matematis untuk faktor array (AF) antena ULA adalah :

$$\begin{aligned}
AF &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \\
&= A_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

dimana :

$$\psi = \beta d \cos \theta + \alpha \tag{2.17}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{2.18}$$

Jika persamaan (2.16) dinyatakan sebagai :

$$AF = A_o \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = A_o(1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad 2.19$$

kemudian dikalikan terhadap  $e^{j\psi}$  maka diperoleh :

$$AF = A_o(e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{jN\psi}) \quad 2.20$$

substitusi persamaan (2.19) ke (2.20) maka diperoleh :

$$AF(1 - e^{j\psi}) = A_o(1 - e^{jN\psi}) \quad 2.21$$

atau :

$$\begin{aligned} AF &= A_o \frac{(e^{jN\psi} - 1)}{(e^{j\psi} - 1)} = A_o \frac{e^{\frac{jN\psi}{2}} e^{\frac{jN\psi}{2}} - e^{-\frac{jN\psi}{2}}}{e^{\frac{j\psi}{2}} e^{\frac{j\psi}{2}} - e^{-\frac{j\psi}{2}}} \\ &= A_o e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \end{aligned} \quad 2.22$$

Faktor fase  $e^{j(N-1)\psi/2}$  dapat diabaikan kecuali jika keluaran sinyal array selanjutnya dikombinasikan dengan sinyal dari antenna lain. Jika faktor fase tersebut diabaikan, maka persamaan (2.22) dapat ditulis kembali sebagai :

$$AF = A_o \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad 2.23$$

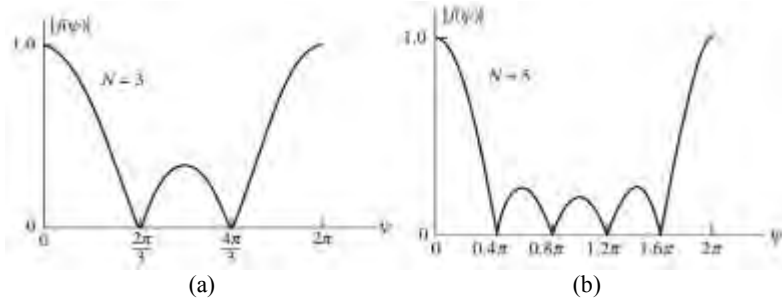
Nilai maksimum dari persamaan (2.23) diperoleh jika  $\psi = 0$  sehingga faktor array bernilai :

$$AF(\psi = 0) = A_o(1 + 1 + \dots + 1) = A_o N \quad 2.24$$

Dengan menormalisasi persamaan (2.24) dengan (2.23) diperoleh nilai faktor array ternormalisasi yang dinyatakan sebagai :

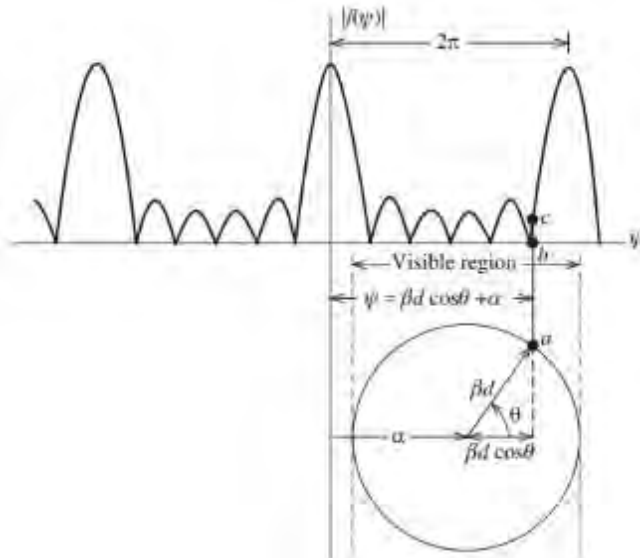
$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \quad 2.25$$

Gambar 2.7 menunjukkan plot pola radiasi AF pada koordinat *cartesian* sebagai fungsi dari  $\psi$  diperoleh dari persamaan (2.25) yang diturunkan dari proses normalisasi faktor array untuk  $N$ -elemen jika besarnya arus listrik antar elemen *uniform* (sama) dan spasi antar elemen seragam (*equally spaced linear array*). Persamaan (2.25) akan bernilai periodik di  $2\pi$ .



**Gambar 2.7** Faktor array untuk (a) Tiga elemen. (b) Lima elemen [1].

Untuk memperoleh plot  $|f|$  sebagai fungsi dari  $\theta$ , pertama plot  $|f(\psi)|$  dari persamaan (2.25) seperti pada Gambar 2.8. Kemudian gambar lingkaran dengan jari-jari  $\psi = \pi$  dibawahnya, dimana (2.21) adalah persamaan polar sebuah lingkaran. Nilai dari  $\theta = \theta_1$  dan  $|f| = f_1$  sebanding dengan  $\psi = \psi_1$  seperti terlihat pada gambar. Penentuan pengambilan beberapa titik akan menghasilkan pola sketsa yang diinginkan.



**Gambar 2.8** Teknik penentuan AF sebagai fungsi polar sudut  $\theta$  [1].

Faktor array yang di bahas pada tugas akhir ini dianalisis dalam bentuk konfigurasi array linear sehingga daerah pengamatan berada di sudut  $0 < \theta < \pi$ . Daerah pengamatan ini dikenal dengan istilah *visible region*. Jarak antar elemen array akan mempengaruhi kemunculan faktor array dalam satu periode penuh di *visible region*. Satu periode penuh dari antenna faktor direpresentasikan sebesar diameter lingkaran polar seperti ditunjukkan oleh Gambar 2.8 yang bernilai  $2\beta d$  atau ekuivalen dengan  $2\pi$ .

Jika diinginkan faktor array yang muncul di *visible region* bernilai tepat satu periode, maka  $2\pi = 2\beta d = 2(2\pi/\lambda)d$  atau  $d = \lambda/2$ . Sehingga faktor array muncul di *visible region* tepat satu periode ketika jarak antar elemen array senilai dengan setengah panjang gelombang yang digunakan [1]. Jika digunakan jarak antar elemen lebih dari setengah panjang gelombang, maka *grating lobe* akan muncul pada *visible region*. Jika diameter lingkaran polar bernilai  $< 2\beta d$ , untuk memunculkan tepat satu periode faktor array, jarak antar elemen di atur  $d = \lambda/2$ . Jarak  $d = \lambda/2$  juga digunakan untuk menghindari terjadinya mutual coupling antar elemen array.

### 2.2.3 Main Beam Scanning

Faktor array maksimum terjadi ketika  $\psi = 0$ . Misalkan  $\theta_0$  adalah nilai  $\theta$ , dimana faktor array mencapai maksimum. Maka dari (2.17), didapatkan  $0 = \beta d \cos \theta_0 + \alpha$ , atau :

$$\alpha = -\beta d \cos \theta_0 \quad 2.26$$

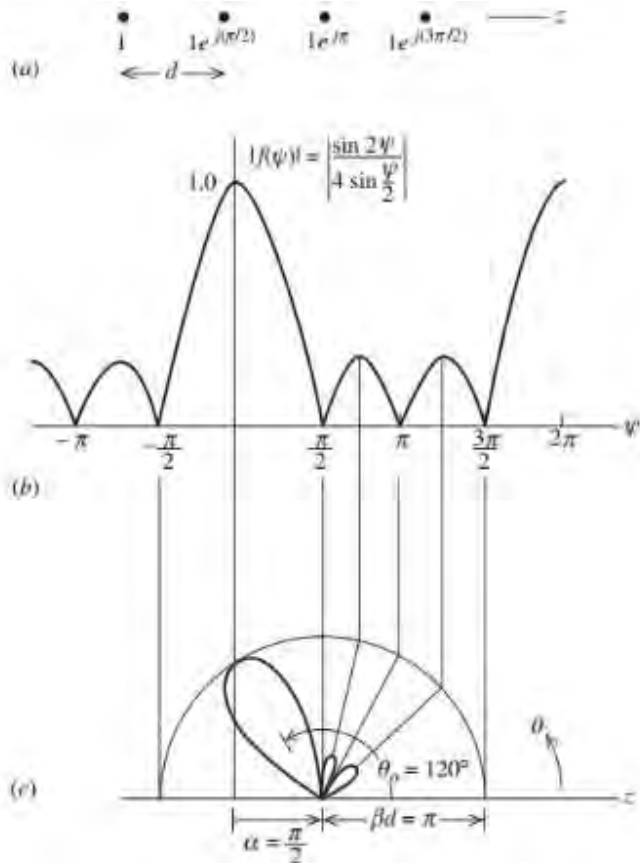
Ini adalah pergeseran phase yang dibutuhkan dari elemen ke elemen pada arus eksitasi untuk menghasilkan *main beam* faktor array maksimum pada arah  $\theta_0$ . Dengan demikian, jika diinginkan faktor array maksimum pada arah  $\theta = \theta_0$ , arus elemen yang dibutuhkan :

$$I_n = e^{jn\alpha} = e^{-jn\beta d \cos \theta_0} \quad 2.27$$

untuk eksitasi jarak antar elemen seragam. Dalam kasus *broadside* ( $\theta_0 = 90^\circ$ ),  $\alpha = 0$ . Sedangkan untuk kasus *endfire* ( $\theta_0 = 0^\circ$  atau  $180^\circ$ ),  $\alpha = -\beta d$  atau  $\beta d$ .

Arah beam selalu mengarah menuju elemen dengan phase yang tertinggal. Pada contoh, phase tiap elemen tertinggal dari elemen sebelah kanannya, jadi beam berputar menuju arah kiri array seperti ditunjukkan pada Gambar 2.9-c.





**Gambar 2.9** AF untuk 4 elemen, ULA. (a) Eksitasi Array. (b) Pola dalam domain  $\psi$  untuk  $N=4$ . (c) Plot polar untuk  $d = \lambda/2$  dan  $\alpha = \pi/2$ .

#### 2.2.4 Beamwidth

Perhitungan lebar *main beam* dari konfigurasi *uniformly excited* antenna array maupun *equally space linear array* diperoleh menggunakan persamaan *beamwidth between first null* (BWFN) [1], yang pada Gambar 2.2 disebut sebagai *first null beamwidth* (FNBW).

*Main beam nulls* berarti kondisi di mana faktor array untuk pertama kalinya bernilai nol ketika diimplementasikan pada antena linear array. Pada kondisi *broadside* array, di mana  $\alpha=0^\circ$  dan  $\psi = \beta d \cos \theta$ , maka sudut untuk *nulls* pertama diperoleh dari :

$$\pm\pi = \frac{N 2\pi}{2} \frac{d \cos \theta_{FN}}{\lambda} \quad 2.28$$

atau,

$$\theta_{FN} = \cos^{-1} \left( \pm \frac{\lambda}{Nd} \right) \quad 2.29$$

maka BWFN bernilai :

$$\begin{aligned} BWFN &= | \theta_{FN \text{ kiri}} - \theta_{FN \text{ kanan}} | \\ &= \left| \cos^{-1} \left( -\frac{\lambda}{Nd} \right) - \cos^{-1} \left( +\frac{\lambda}{Nd} \right) \right| \end{aligned} \quad 2.30$$

Untuk geometri array yang panjang (panjang  $L = Nd \gg \lambda$ , maka persamaan (2.30) dapat disederhanakan menjadi :

$$\begin{aligned} BWFN &\approx \left| \frac{\pi}{2} + \frac{\lambda}{Nd} - \left( \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{Nd} \right) \right| \\ &= \frac{2\lambda}{Nd} \quad (\text{near broadside}) \end{aligned} \quad 2.31$$

sedangkan untuk kondisi *end-fire*, BWFN :

$$BWFN \approx 2 \sqrt{\frac{2\lambda}{Nd}} \quad 2.32$$

*Half-power beamwidth* (HPBW) lebih umum digunakan untuk perhitungan *beamwidth*. Baik HPBW maupun BWFN, estimasinya tergantung pada panjang array  $Nd$  dan *main beam pointing angle*  $\theta_o$ . Jika  $Nd \gg \lambda$  dan konfigurasi array berupa ULA, maka nilai HPBW dapat diperoleh menggunakan persamaan :

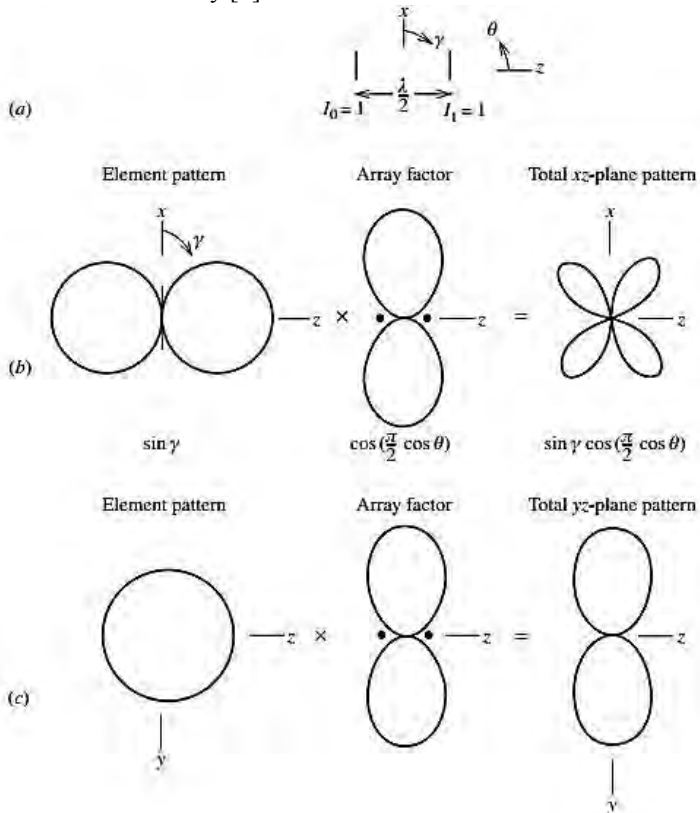
$$HPBW \approx 0.886 \frac{\lambda}{Nd} \csc \theta_o \quad (\text{mendekati broadside}) \quad 2.33$$

dan

$$HPBW \approx 2 \sqrt{0.886 \frac{\lambda}{Nd}} \quad (\text{endfire}) \quad 2.34$$

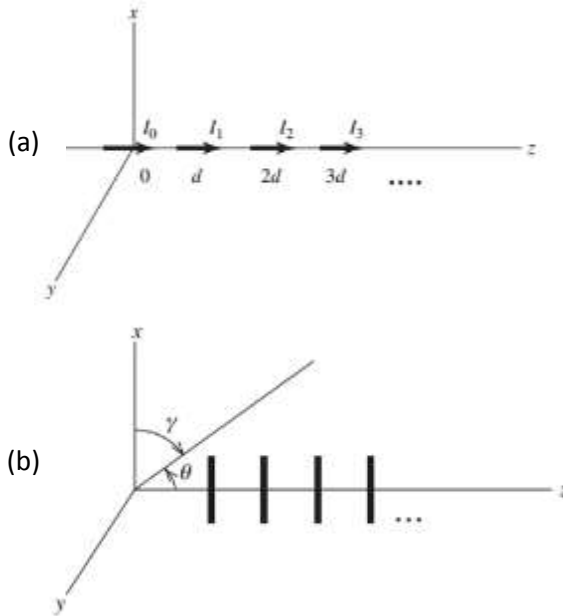
### 2.2.5 Perkalian Pola

Total pola radiasi dari antenna array adalah perkalian dari pola elemen dengan faktor array (AF). Hal ini disebut dengan *pattern multiplication*. Pola elemen bergantung pada dimensi fisik dan karakteristik radiasi EM dari elemen. AF bergantung pada amplitudo, fase, dan posisi tiap elemen dalam array. Perkalian pola bisa digunakan untuk menentukan AF dari susunan array yang kompleks. Seperti contohnya *rectangular* array, bisa dianggap sebagai *linier* array yang tersusun dari *linier* array [2].



**Gambar 2.10** Array dari dua elemen dipole pendek parallel, jarak  $\lambda/2$ , phase sama. (a) Array. (b) Pola bidang  $xz$ . (c) Pola bidang  $yz$  [1].

Ketika elemen-elemen dari array ditempatkan sejajar sepanjang garis dan arus pada tiap elemen mengalir pada arah garis tersebut, maka array itu disebut *collinier*. Sedangkan array dengan elemen parallel disebut parallel array.



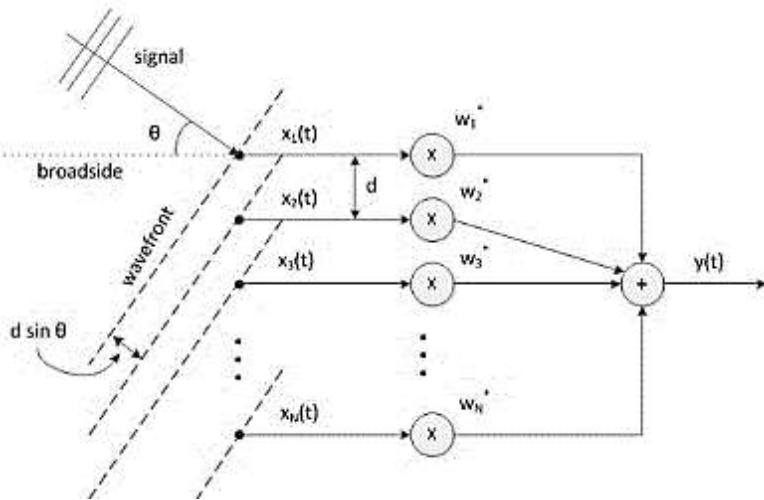
**Gambar 2.11** Dipole linier. (a) Collinier array. (b) Parallel array [1].

### 2.2.6 Pembentukan Beam (*Beamforming*)

Pembentukan *beam* didasarkan pada sifat umum gelombang EM. Gelombang tersebut berinteraksi satu sama lain melalui interferensi baik bersifat konstruktif atau destruktif. Dalam pembentukan *beam*, gelombang dikombinasikan secara konstruktif pada beberapa sudut sedangkan sudut yang lain dikombinasikan secara destruktif. Gambar 2.12 menggambarkan prinsip pembentukan *beam* untuk *uniform linear array* (ULA).

Sinyal mengenai array dari sudut  $\theta$  relatif terhadap arah *broadside*, yaitu arah yang tegak lurus dengan array. Sinyal tersebut adalah gelombang EM yang tiba sebagai gelombang datar, diasumsikan

array terletak pada wilayah *far-field* dari sumber radiasi. Array tersebut memiliki  $N$  elemen yang terpisah jarak sejauh  $d$ . Karena DOA sinyal berbeda, tidak dari arah *broadside*, maka sinyal tiba pada waktu dan elemen antenna yang berbeda. Sinyal pertama kali mencapai elemen paling atas dengan indeks 1. Jarak yang dibutuhkan gelombang untuk mencapai elemen berikutnya adalah fungsi dari spasi elemen  $d$  dan sudut kedatangan  $\theta$ , yang ditulis dengan persamaan  $d \sin \theta$  [2].



**Gambar 2.12** Prinsip *beamforming* dengan ULA [2].

Dengan memberi bobot sinyal pada tiap antenna, maka dapat dimungkinkan untuk memfokuskan *beam* pada arah kedatangan sinyal tertentu. Keluaran dari *beam former* dapat dinyatakan dengan persamaan berikut,

$$y(t) = \sum_{m=1}^N w_m^* x_m(t) \quad 2.35$$

dimana  $y(t)$  adalah keluaran dari *beam former*,  $x_m(t)$  adalah keluaran dari elemen antenna ke  $m$ ,  $w_m^*$  adalah bobot kompleks untuk elemen antenna ke  $m$ ,  $m = 1, 2, \dots, N$  dan  $[\cdot]^*$  menandakan bentuk kompleks konjugate.

### 2.3 Amplitude Tapering

Banyak aplikasi yang membutuhkan pola radiasi dengan *beamwidth* sempit dan level side lobe rendah untuk menolak sinyal yang tidak diinginkan dari luar area *main beam*. Komunikasi *point-to-point* dan penginderaan adalah beberapa contoh penggunaan *beamwidth* sempit , *level side lobe* rendah [1]. *Beamwidth* dan *level side lobe* bisa dikontrol dengan cara mengatur amplitude arus tiap elemen array. Dalam penelitian ini, digunakan teknik *Dolph-Chebyshev* dan *Taylor* untuk mengatasi hal tersebut.

#### 2.3.1 Dolph-Chebyshev

Polinomial *Chebyshev* memiliki sifat berupa *side lobe* yang seragam, dan umum digunakan dengan filter *equal-ripple*. *Side lobe* optimum terjadi ketika terdapat banyak *side lobe* pada *visible region* dengan level yang sama. *Dolph* mengimplementasikan polinomial *Chebyshev* tersebut pada antena array, sehingga disebut dengan metode *Dolph-Chebyshev*. Sifat dari polinomial *Chebyshev* didefinisikan sebagai berikut :

$$T_n(x) = \begin{cases} (-1)^n \cosh(n \cosh^{-1}|x|), & x < -1 \\ \cos(n \cos^{-1} x), & -1 < x < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x), & x > 1 \end{cases} \quad 2.36$$

Berikut beberapa polinomial orde rendah,

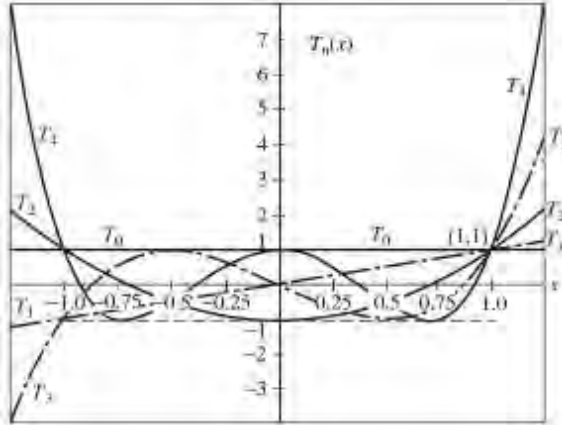
$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1 \\ T_1(x) &= x \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1 \\ T_3(x) &= 4x^3 - 3x \\ T_4(x) &= 8x^4 - 8x^2 + 1 \end{aligned} \quad 2.37$$

Polinomial dengan orde yang lebih tinggi bisa dibangkitkan dari persamaan rekursif,

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \quad 2.38$$

dengan mengasumsikan  $\delta = \cos^{-1}x$  dan meningkatkan  $\cos m\delta$  dengan pangkat  $\cos \delta$ . Sebagai contoh,  $T_3(x) = \cos(3 \cos^{-1} x) = \cos 3\delta$  dari lampiran. Sehingga  $T_3(x) = 4x^3 - 3x$ . Beberapa sifat umum yang penting dari polinomial *Chebyshev* mengikuti (2.37) atau Gambar 2.13. Polinomial orde ganda,  $T_n(-x) = T_n(x)$  untuk  $n$  genap, dan orde ganjil

$T_n(-x) = -T_n(x)$  untuk  $n$  ganjil. Semua polinomial melewati titik (1,1). Dalam jangkauan  $-1 \leq x \leq 1$ , nilai polinomial terletak antara -1 dan 1, dan magnitude maksimum selalu seragam di daerah tersebut. Semua akar (zero) dari polinomial juga terletak di daerah  $-1 \leq x \leq 1$ .



**Gambar 2.13** Polinomial *Chebyshev* untuk 5 orde pertama [1].

Osilasi amplitude yang sama dari polinomial *Chebyshev* pada daerah  $|x| \leq 1$  adalah sifat yang diinginkan untuk *side lobe* seragam. Dan juga polinomial natural dari fungsi ini membuatnya cocok untuk diterapkan pada faktor array, sebab faktor array dapat ditulis sebagai polinomial. Hubungan antara array dan polinomial *Chebyshev* dicapai dengan memberi eksitasi simetris, dalam hal ini array *broadside*.

$$i_{-m} = i_m \quad 2.39$$

dimana elemen ke- $m$  terletak pada  $z_m = md$  dan arus  $i_o$  pada sumbu  $z = 0$  untuk jumlah elemen ganjil. Eksitasi simetris menyebabkan nilai riil faktor array, yang dinyatakan dengan :

$$f(\psi) = \begin{cases} i_o + 2 \sum_{m=1}^N i_m \cos m\psi & ; P \text{ ganjil} \\ 2 \sum_{m=1}^N i_m \cos \left[ (2m-1) \frac{\psi}{2} \right] & ; P \text{ genap} \end{cases} \quad 2.40$$

dimana  $\psi = 2\pi(d/\lambda)w$ . Faktor array ini (untuk P ganjil atau genap) adalah jumlahan dari fungsi  $\cos(m\psi/2)$  untuk  $m$  sampai P-1. Tetapi tiap fungsi  $\cos(m\psi/2)$  bisa ditulis sebagai jumlahan dari fungsi dengan pangkat  $\cos(\psi/2)$  sampai  $m$ , melalui identitas trigonometri. Sehingga, faktor array dapat diekspresikan sebagai jumlahan fungsi dengan pangkat  $\cos(\psi/2)$  sampai P-1.

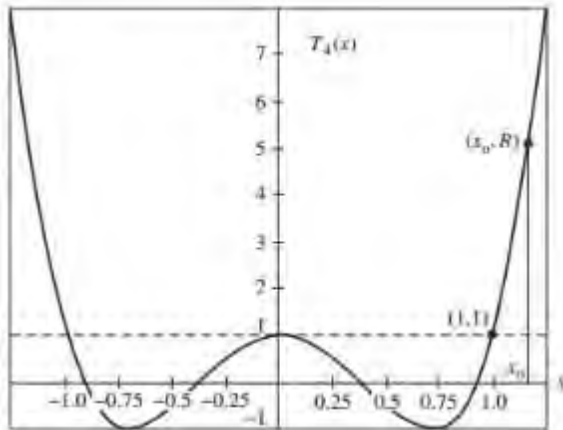
Dengan memilih transformasi yang tepat antara  $x$  dan  $\psi$ , maka faktor array dan polinomial Chebyshev akan identik. Transformasi tersebut :

$$x = x_o \cos \frac{\psi}{2} \quad 2.41$$

dan keterkaitannya,

$$f(\psi) = T_{P-1} \left( x_o \cos \frac{\psi}{2} \right) \quad 2.42$$

akan menghasilkan polinomial dalam pangkat  $\cos(\psi/2)$  yang sama dengan faktor array. Nilai maksimum *main beam* dari  $R$  terjadi untuk  $\theta = 90^\circ$ , atau  $\psi = 0$ , untuk array *broadside*. Lalu (2.41) mengindikasikan bahwa  $x = x_o$  pada *main beam* maksimum. *Visible region* terletak antara  $\theta = 0^\circ$  sampai  $180^\circ$ , atau  $\psi = 2\pi(d/\lambda)$  sampai  $-2\pi(d/\lambda)$ . Batasan ini berkaitan dengan  $x = x_o \cos(\pi d/\lambda)$ ; untuk jarak setengah panjang gelombang, batasan tersebut adalah  $x = 0$ , atau  $x = 180^\circ$  (lihat Gambar 2.14).



**Gambar 2.14** Polinomial Chebyshev [1].



Rasio *main beam* ke *side lobe*  $R$  adalah nilai dari faktor array pada *main beam* maksimum, dimana *level* magnitude *side lobe* adalah seragam (lihat Gambar 2.14). Sehingga *level side lobe* adalah  $1/R$ , atau :

$$SLL = -20 \log R \quad [dB] \quad 2.43$$

Mengevaluasi (2.42) pada *main beam* maksimum membuat,

$$f(\psi = 0) = R = T_{P-1}(x_o) = \cosh[(P - 1) \cosh^{-1} x_o] \quad 2.44$$

dari (2.36). Atau, menyelesaikan untuk  $x_o$ , didapat,

$$x_o = \cosh \left( \frac{\cosh^{-1} R}{P - 1} \right) \quad 2.45$$

Metode perhitungan langsung tersedia dalam ref- [3] untuk menemukan arus eksitasi dan telah digunakan untuk menghitung nilai magnitude arus pada Tabel 2.1 untuk beberapa kasus umum *level side lobe* array *Dolph-Chebyshev* dari 3 sampai 10 elemen. Sebagai contoh, Tabel 2.1 memberi arus eksitasi untuk array dengan *level side lobe* -30 dB dengan 1:2.41:3.14:2.41:1.

**Tabel 2.1** Magnitude arus dari ULA *Dolph-Chebyshev* (nilai arus ditunjukkan untuk elemen tengah pertama dan elemen sisinya memiliki magnitude seragam) [1].

P	SLL (dB)				
	-20	-25	-30	-35	-40
3	1.6364	1.7870	1.8774	1.9301	1.9604
4	1.7357	2.0699	2.3309	2.5265	2.6688
5	1.9319	2.5478	3.1397	3.6785	4.1480
	1.6085	2.0318	2.4123	2.7401	3.0131
6	1.8499	2.5876	3.3828	4.1955	4.9891
	1.4369	1.8804	2.3129	2.7180	3.0853
7	1.8387	2.7267	3.7846	4.9811	6.2731
	1.6837	2.4374	3.3071	4.2625	5.2678
	1.2764	1.7081	2.1507	2.5880	3.0071
8	1.7244	2.6467	3.8136	5.2208	6.8448
	1.5091	2.2296	3.0965	4.0944	5.1982
	1.1386	1.5464	1.9783	2.4205	2.8605

P	SLL (dB)				
	-20	-25	-30	-35	-40
9	1.6627	2.6434	3.9565	5.6368	7.6989
	1.5800	2.4751	3.6516	5.1308	6.9168
	1.3503	2.0193	2.8462	3.8279	4.9516
	1.0231	1.4036	1.8158	2.2483	2.6901
10	1.5585	2.5318	3.8830	5.6816	7.9837
	1.4360	2.2770	3.4095	4.8740	6.6982
	1.2125	1.8265	2.5986	3.5346	4.6319
	0.9264	1.2802	1.6695	2.0852	2.5182

*Half-power beamwidth* (HPBW) dari array *Dolph-Chebyshev* secara umum dinyatakan dengan,

$$HP = \pi - 2 \cos^{-1} \frac{\psi}{\beta d} \quad \text{broadside} \quad \mathbf{2.46}$$

$$HP = 2 \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\psi_h}{\beta d} \right) \quad \text{endfire} \quad \mathbf{2.47}$$

dimana,

$$\psi_h = 2 \cos^{-1} \left\{ \frac{\cosh \left[ \frac{1}{P-1} \cosh^{-1} \frac{R}{\sqrt{2}} \right]}{\cosh \left[ \frac{1}{P-1} \cosh^{-1} R \right]} \right\} \quad \mathbf{2.48}$$

*Beamwidth* dari array *Dolph-Chebyshev* akan melebar dibandingkan *uniform line source* dengan panjang yang sama  $L = Pd$ , yaitu  $HP \approx 0.886 \lambda/L$ .

### 2.3.2 Taylor

Walau array *Dolph-Chebyshev* memiliki direktivitas tinggi dan *beamwidth* sempit, magnitudo *side lobe* yang konstan menyebabkan kondisi energi reaktif yang tinggi, khususnya untuk array yang besar. Ini artinya *high-Q* (*low bandwidth*). Situasi ini bisa dihindari dengan mendesain *line source* dengan *level side lobe* mendekati konstan dan

menggunakan nilai arus pada konfigurasi array yang membangkitkan pola radiasi yang hampir sama.

*Line source* didefinisikan dengan panjang  $L = 2a$ , dan eksitasinya adalah fungsi genap pada titik tengahnya. Model dari eksitasi Taylor kontinyu adalah,

$$W(\xi) = 1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \cos(\pi m \xi) \quad 2.49$$

dimana  $\xi = x/a$  adalah koordinat ternormalisasi sepanjang *line source* dengan  $x = 0$  pada titik tengah, dan

$$F_m = \frac{(-1)^{m+1}}{2 \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^{\bar{n}-1} \left(1 - \frac{m^2}{n^2}\right)} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[ 1 - \frac{m^2}{\sigma_p^2 \left[A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2\right]} \right], 1 \leq m \leq \bar{n} - 1 \quad 2.50$$

dimana parameter  $\sigma_p^2$  dinyatakan dengan,

$$\sigma_p^2 = \frac{\bar{n}^2}{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2}\right)^2} \quad 2.51$$

*Level* puncak *side lobe* dalam desibel kurang lebih adalah,

$$SLL_{dB} \cong -20 \log(\cosh(\pi A)) \quad 2.52$$

atau,

$$\begin{aligned} A &\cong \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left( 10^{\frac{-SLL_{dB}}{20}} \right) \\ &= \frac{1}{\pi} \ln \left( 10^{\frac{-SLL_{dB}}{20}} + \sqrt{10^{\frac{-SLL_{dB}}{10}} - 1} \right) \end{aligned} \quad 2.53$$

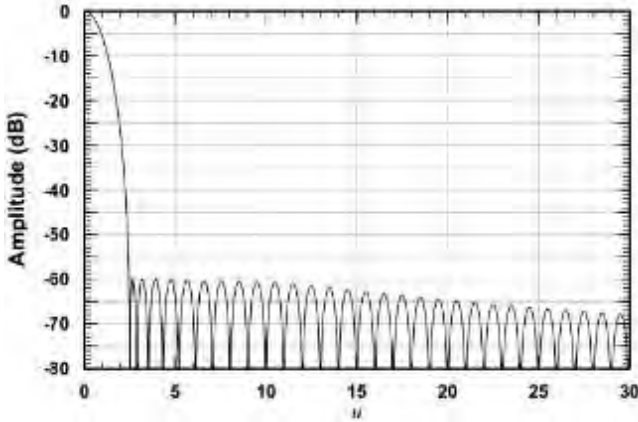
Rumus pendekatan pada (2.52) dan (2.53) meningkat seiring  $\bar{n} \rightarrow \infty$ . Sedangkan faktor array untuk *line source* ditunjuk oleh  $F(u)$ , dimana :

$$u = 2a/\lambda \sin \theta \quad 2.54$$

dan  $\theta$  diukur dari normal ke *line source*. Lebih mudah untuk mendeskripsikan faktor array dengan variabel  $u$ , sebab dalam variabel ini faktor array independen dari ukuran array dan posisi *beam*. Faktor array *far-field* ternormalisasi ( $F(0)=1$ ),  $F(u)$ , diperoleh dengan menerapkan transformasi Fourier ke (2.49), dan dinyatakan dengan,

$$\begin{aligned}
F(u) &= \sum_{m=-(\bar{n}-1)}^{\bar{n}-1} F_m \frac{\sin \pi(u+m)}{\pi(u+m)} \\
&= \frac{\sin \pi u}{\pi u} + \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \left[ \frac{\sin \pi(u+m)}{\pi(u+m)} + \frac{\sin \pi(u-m)}{\pi(u-m)} \right]
\end{aligned} \tag{2.55}$$

dimana  $F_{-m} = F_m$  dinyatakan oleh (2.50), dan  $F_0 = 1$ . Faktor array Taylor diilustrasikan pada Gambar 2.15 untuk kasus  $\bar{n} = 10$ , dan  $SLL = -60dB$ .



**Gambar 2.15** Faktor array dari bobot Taylor kontinyu distribusi linier dengan  $\bar{n} = 10$ ,  $SLL = -60dB$  [4]

Faktor array ternormalisasi bisa juga ditulis dengan,

$$F(u) = \frac{\sin \pi u}{\pi u} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[ 1 - \frac{u^2}{\sigma_p^2 \left( A^2 + \left( n - \frac{1}{2} \right)^2 \right)} \right]}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left( 1 - \frac{u^2}{n^2} \right)} \tag{2.56}$$

yang mana perhitungannya tidak semudah (2.55) sebab *zero* pada denominator terletak di  $u = n$ , dimana  $1 \leq |n| \leq \bar{n} - 1$ . Namun,  $\sin \pi u$  juga memiliki *zero* pada tiap nilai  $u$ , yang menghilangkan *zero* ekuivalen pada denominator. Apa yang sebenarnya telah Taylor lakukan adalah menghilangkan *zero*  $\bar{n} - 1$  pertama, dan menggantikannya dengan *zero*

yang terletak di  $|u_n| = \sigma_p \sqrt{\left(A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2\right)}$ . Sehingga pasangan *zero*  $\bar{n} - 1$  pertama dari faktor array Taylor (2.55), (2.56), terjadi pada :

$$u_n = \pm \bar{n} \sqrt{\frac{A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2}{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2}\right)^2}}, \quad 1 \leq n \leq \bar{n} - 1 \quad 2.57$$

atau,

$$\theta_n = \pm \sin^{-1} \left( \frac{\lambda}{2a} \bar{n} \sqrt{\frac{A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2}{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2}\right)^2}} \right), \quad 1 \leq n \leq \bar{n} - 1 \quad 2.58$$

Proses pemindahan beberapa *zero* pertama dari fungsi ini mengurangi *level side lobe* terdekat. Gambar 2.16 mengilustrasikan perbedaan antara faktor array dengan eksitasi *uniform*,  $\sin \pi u / \pi u$ , dan eksitasi Taylor dengan  $\bar{n} = 5$  dan  $SLL = -40dB$ . Secara jelas, empat *zero* pertama dari  $\sin \pi u / \pi u$  telah dipindahkan pada lokasi baru, jauh dari titik tengah *main lobe*. *Zero* ke-lima dan *zero* yang lebih tinggi tetap tidak dipindahkan. Sebab *zero* telah dipindahkan jauh dari pusat *main lobe*, hal ini menyebabkan *main lobe* melebar. Energi telah dipindahkan dari daerah *side lobe* ke *main lobe*. Ketika  $u \gg \bar{n} - 1$ , (2.56) menunjukkan bahwa,

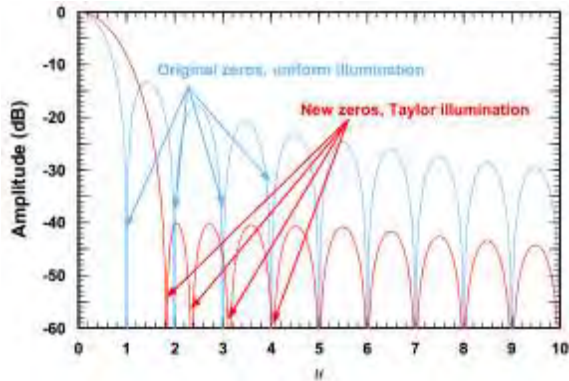
$$F(u) \cong \frac{\sin \pi u}{\pi u} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[ \frac{n^2}{\sigma_p^2 \left(A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2\right)} \right] \quad \text{untuk } u \gg \bar{n} - 1 \quad 2.59$$

*Side lobe* yang terletak jauh dari *main lobe* berperilaku sama seperti eksitasi array *uniform*, tetapi dilemahkan dengan faktor,

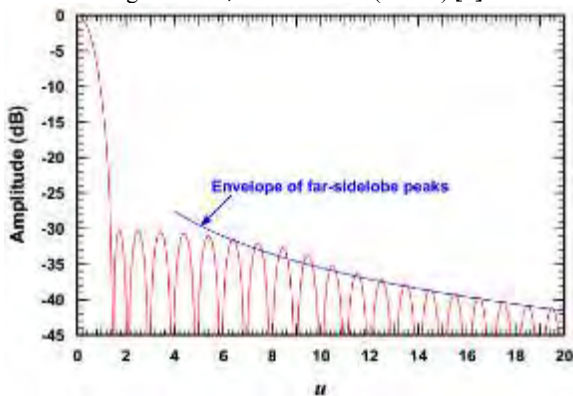
$$\text{Sidelobe Attenuation Factor} = \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[ \frac{n^2}{\sigma_p^2 \left(A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2\right)} \right] \quad 2.60$$

Semakin jauh dari *main lobe*, puncak dari *side lobe* mengikuti selubung yang dinyatakan dengan,

$$f_{SL}(u) = \frac{1}{\pi u} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[ \frac{n^2}{\sigma_p^2 \left(A^2 + \left(n - \frac{1}{2}\right)^2\right)} \right] \quad 2.61$$



**Gambar 2.16** Perbandingan dari faktor array Uniform (biru) dengan Taylor dengan  $\bar{n} = 5$ , SLL = -40dB (merah) [4].



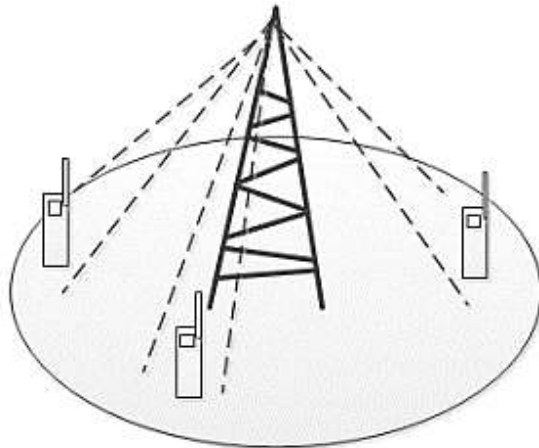
**Gambar 2.17** Faktor array Taylor  $\bar{n} = 10$ , SLL = -30dB, memperlihatkan puncak selubung *side lobe* jauh dari (2.57)

## 2.4 Smart Antenna

Sinyal-sinyal yang ditransmisikan bisa dipisahkan berdasarkan waktu, frekuensi, kode dan ruang. Pemisahan sinyal berdasarkan waktu (TDMA), frekuensi (FDMA), dan kode (CDMA) sudah diteliti secara luas, hanya pemisahan berdasarkan ruang (SDMA) yang belum diteliti mendalam untuk peningkatan kapasitas kedepannya [5]. SDMA bisa dikategorikan menjadi beberapa metode : teknik sektorisasi, sistem

*switched beam*, sistem *fixed multiple beam*, *adaptive array* dan *multiple input multiple output* (MIMO) [2].

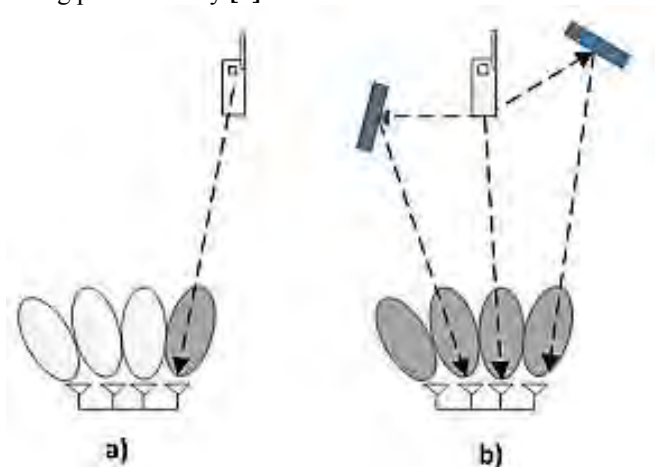
Sektorisasi adalah teknik *spatial* yang umum digunakan pada sistem komunikasi *mobile* untuk mengurangi interferensi dan meningkatkan kapasitas. Sebagai contoh sel *base transceiver station* (BTS) dibagi menjadi tiga atau enam sektor, lihat ilustrasi di Gambar 2.18. Setiap sektor memiliki jalur frekuensi radio dan antena sendiri. Dengan menambah jumlah sektor, sinyal interferensi bisa dikurangi. Pada waktu bersamaan, efisiensi menurun sebab pola radiasi antena mengalami *overlap*. Selain itu peristiwa *handoffer* ikut meningkat untuk pengguna *mobile* yang bergerak di antara sel, seiring bertambahnya jumlah sektor [6].



**Gambar 2.18** Spatial Division Multiple Access (SDMA) [2].

Pada awalnya *smart* antena menggunakan sistem *switched beam* dan *multiple fixed beam*. Metode *switched beam* memperluas sektorisasi. Dimana *macro-sector* bisa dibagi menjadi beberapa *micro-sector*. Tiap *micro-sector* memiliki pola radiasi *beam* yang tetap, dengan gain terbesar terletak di tengah *beam*. Sistem tersebut memilih *beam* dengan sinyal terkuat dan memindah ke *beam* lain jika dibutuhkan. Sistem *switched beam* ini memerlukan kompleksitas dan biaya yang rendah. Cakupan bisa diperluas melalui *gain* permukaan antena array.

Sistem *switched beam* ini rentan terhadap sinyal interferensi atau efek *multipath* yang datang dari sudut yang sama dengan sinyal informasi. Sinyal-sinyal tersebut keluar pada *port* yang sama dengan sinyal informasi dan susah untuk dipisahkan. Sistem *switched beam* ini dipengaruhi oleh fenomena *scalloping*, dimana gain antenna array menurun sebagai fungsi *direction of arrival* (DOA) seiring perpindahan sudut menjauh dari tengah beam menuju pertemuan dua beam. Sistem *switched beam* ini tidak mendukung *path diversity*. Hanya satu sinyal yang dipilih berdasarkan kekuatannya dan yang lain diabaikan. Sedangkan sistem *multiple fixed beam* mengembangkan sistem sebelumnya dengan mengkombinasikan sinyal dari semua port, sehingga mendukung *path diversity* [6].

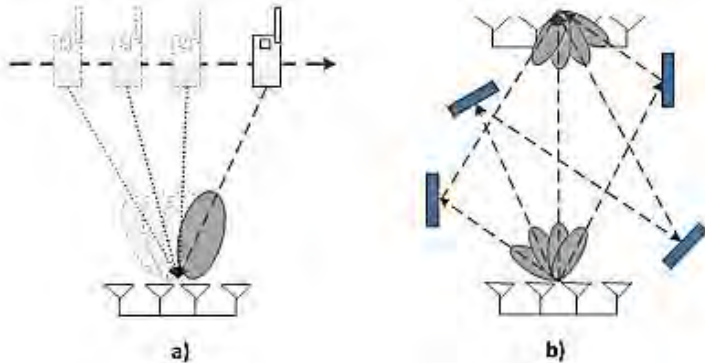


**Gambar 2.19** Teknik dasar *smart antenna*. (a) Sistem *switched beam*. (b) Sistem *multiple fixed beam* [2].

Tidak seperti pada sistem sebelumnya, pada sistem *adaptive array* sebuah *beam* dapat dikontrol menuju pengguna yang diinginkan dan menempatkan *null* menuju sinyal interferensi. Pada akhirnya, *adaptive array* bisa digunakan pada sisi *transmitter* dan *receiver*, sehingga muncul sistem MIMO. Pengembangan pada metode berikutnya menawarkan performa yang lebih baik, tetapi dengan kompleksitas yang lebih rumit [6].



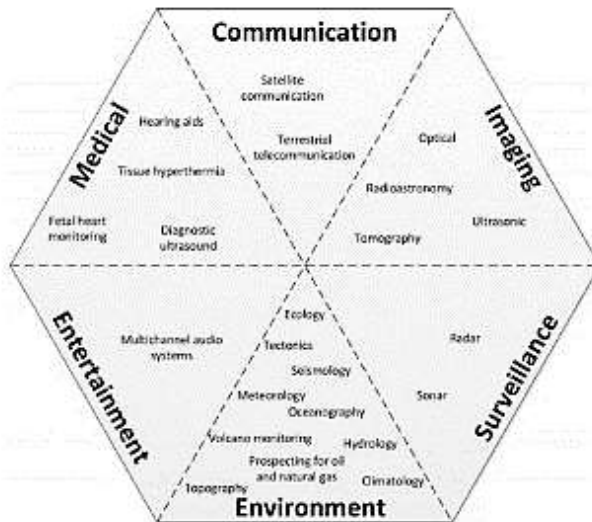
Salah satu pengembangan yang menjanjikan adalah *active antenna system* (AAS), yang telah dipelopori oleh Nokia Siemens Network (NSN). NSN telah mendemonstrasikan teknologi tersebut di tahun 2008. Pada AAS, performa dapat ditingkatkan dengan mengintegrasikan elemen *radio frequency* (RF) pada antenna. Melalui *beamforming*, AAS ditujukan untuk memenuhi tuntutan pengguna mobile dengan lebih efektif dibandingkan menggunakan antenna pasif konvensional [7].



**Gambar 2.20** Teknik *smart antenna* yang lebih kompleks. (a) *Adaptive array* (b) MIMO [2].

*Beamforming* adalah proses dimana antenna array dimanfaatkan bersama untuk mem-filter gelombang datang berdasarkan ruang, untuk meningkatkan amplitude relative terhadap *background noise* dan interferensi. Array tersebut dibentuk dengan mengkombinasikan antenna non-directional atau directional [8]. Pada tiap elemen, waktu kedatangan sinyal bergantung pada DOA dan spasi antar elemen. Ketika sinyal dari semua elemen dijumlah secara koheren, array tersebut memiliki *gain diversity*. Antena array ini dikenal dengan *smart* atau *adaptive* antenna, dapat dianggap sebagai antenna utama yang menangkap semua informasi sambil memisahkan informasi yang diinginkan melalui sinyal *processing* [5].

*Beamforming* sudah digunakan pada RADAR dan SONAR selama beberapa dekade. Pada awalnya *beamforming* digunakan pada *air traffic control* (RADAR), dan *source localization and classification* (SONAR). Gambar 2.21 mengilustrasikan beberapa aplikasi penggunaan *beamforming* [5].



**Gambar 2.21** Aplikasi dari *beamforming* [2].

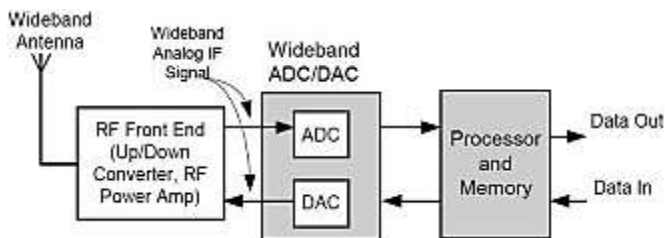
Dalam tugas akhir ini difokuskan untuk pengembangan sistem *reconfigurable* antenna yang mampu mengarahkan *beam* antenna melalui teknik *beamforming*. Pada realisasinya digunakan elemen antenna dipole array yang terhubung dengan perangkat USRP yang dikontrol dengan *software* LabView. Dan diimplementasikan menggunakan kanal pada band 2.4 GHz *industrial, scientific, and medical* (ISM).

Berdasarkan pada Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor 29/PER/M.KOMINFO/07/2009 Tanggal 30 Juli 2009 lampiran Tabel Alokasi Spektrum Frekuensi radio Indonesia disebutkan bahwa rentang frekuensi 2400 – 2500 MHz (frekuensi tengah 2450 MHz) dan 5725 – 5875 MHz (frekuensi tengah 5800 MHz) ditetapkan untuk aplikasi industri, ilmiah, dan medis (ISM). Dalam peraturan tersebut disebutkan pengertian istilah aplikasi ISM adalah operasi dari suatu alat atau perangkat yang dirancang untuk membangkitkan atau menggunakan energi frekuensi radio secara lokal untuk keperluan industri, ilmiah, medis, alat-alat rumah tangga atau sejenisnya yang tidak termasuk penggunaan dalam bidang telekomunikasi [9].

## 2.5 Software Defined Radio (SDR)

J. H. Reed [10] mendefinisikan SDR sebagai sebuah kelas radio yang dapat dikonfigurasi atau diprogram ulang, sehingga menghasilkan perangkat komunikasi nirkabel dengan mode dan pita frekuensi yang ditentukan oleh pengaturan melalui perangkat lunak. Pada konsep *Software Defined Radio* (SDR), operasi perangkat lunak dilakukan “sedekat mungkin” dengan antena atau dalam arti mengambil alih langkah pengolahan sinyal dan perangkat lunak tersebut harus beroperasi pada perangkat komputer. Langkah pengolahan sinyal yang dimaksud adalah proses pencampuran sinyal, penguatan sinyal, modulasi/demodulasi, ADC/DAC, dan lain sebagainya.

Pada umumnya, antena beroperasi pada frekuensi tinggi, sehingga membutuhkan ADC/DAC yang mampu menghasilkan jumlah *sample* yang sangat besar dalam satu waktu sesuai dengan kriteria Nyquist, atau disebut *wideband* ADC/DAC. Namun demikian, keterbatasan teknologi dan mahalnya perangkat ADC/DAC mendorong sedikit perubahan pada arsitektur SDR agar dapat direalisasikan. Perubahan yang dilakukan adalah dengan menempatkan ADC/DAC setelah *Down/Up Converter*, sehingga konversi analog ke digital atau sebaliknya dilakukan terhadap sinyal dengan frekuensi *intermediate* atau *baseband*. Gambar 2.22 menunjukkan arsitektur SDR dengan penempatan ADC/DAC setelah *Down/Up Converter*.



Gambar 2.22 Diagram blok arsitektur SDR.

Pada aplikasi yang lebih tinggi, SDR tidak hanya mampu mengirimkan sinyal, namun juga bisa memeriksa karakteristik kanal transmisi yang tersedia, memeriksa jalur propagasi, membangun kanal modulasi yang tepat, memilih tingkat daya yang sesuai, dan lain sebagainya. Selain itu, SDR juga tidak hanya mampu melakukan

penerimaan, SDR juga mampu memeriksa karakteristik distribusi energi pada suatu kanal dan juga kanal yang berada di dekatnya, mengenali mode transmisi yang datang, menghilangkan interferensi secara adaptif, melakukan estimasi sifat dinamis dari sinyal *multipath*, dan memperbaiki kesalahan melalui *forward error control* (FEC).

SDR adalah arsitektur *framework* yang handal untuk membantu menyediakan layanan radio tingkat tinggi dengan cara memanfaatkan nilai ekonomis dari teknologi mikro-elektronik dan perangkat lunak [11].

SDR memiliki keunggulan diantaranya:

1. Lebih murah jika dibandingkan dengan biaya yang dibutuhkan untuk membangun sistem komunikasi, sehingga cocok digunakan untuk melakukan implementasi sistem dalam penelitian.
2. Fleksibel, karena sepenuhnya pengaturan sistem dilakukan melalui perangkat lunak.
3. Pada beberapa *platform* SDR, tersedia dukungan kustomisasi perangkat keras.
4. Mampu mendukung komunikasi *realtime* [11].

Singkatnya, *Software Defined Radio* (SDR) adalah suatu teknologi dimana *software* dijalankan pada *platform hardware*, yaitu pada *Digital Signal Processing* (DSP) *processor*, dan *Field Programmable Gate Array* (FPGA), untuk mengimplementasikan fungsi-fungsi radio seperti proses modulasi pada *transmitter* dan proses demodulasi pada *receiver*. Teknologi SDR dapat diimplementasikan pada militer dan radio komersial. Aplikasi yang lebih luas lagi dari teknologi SDR adalah untuk *Bluetooth*, WLAN, GPS, Radar, WCDMA, GPRS, CDMA, GSM, dll.

### **2.5.1 Universal Software Radio Peripheral (USRP)**

USRP adalah salah satu *platform* yang umum digunakan dalam penerapan SDR. Dukungan perangkat lunak sebagai antarmuka dengan USRP telah tersedia di beberapa perangkat lunak, diantaranya adalah LabVIEW, MatLab/ Simulink, dan GNU Radio.

USRP terdiri atas *motherboard* dan *daughterboard*. Secara garis besar, *motherboard* USRP terdiri atas FPGA dan ADC/DAC. FPGA menjalankan fungsi *Digital Up Converter* (DUC) dan *Digital Down Converter* (DDC) serta menyediakan antarmuka untuk berkomunikasi dengan *host PC*. *Analog to Digital Converter* (ADC) dan *Digital to*

*Analog Converter* (DAC) berfungsi melakukan konversi sinyal analog ke digital dan sebaliknya. Saat ini, *motherboard* USRP mendukung frekuensi kerja 0 Hz (DC) s/d 6 GHz. *Daughterboard* ditujukan sebagai RF *front end* yang menentukan rentang frekuensi kerja radio yang dapat digunakan. Secara umum, *daughterboard* terdiri atas *filter*, *mixer*, dan *amplifier*. Sinyal yang diolah pada *daughterboard* adalah berupa sinyal analog. USRP menerapkan arsitektur *homodyne* atau *direct conversion*, yang artinya hanya terdapat satu kali proses pencampuran sinyal (*mixing*) pada masing-masing arah kirim dan terima untuk menaikkan atau menurunkan frekuensi sinyal.

Meskipun karakteristik dan spesifikasi dari setiap model USRP berbeda, namun semua perangkat USRP menggunakan arsitektur umum yang sama. Dalam beberapa kasus, RF *front end*, *mixer*, *filter*, *oscillator*, dan *amplifier* harus mentranslasikan sinyal dari domain RF dan *baseband* kompleks atau sinyal IF. Sinyal *baseband* atau IF dicuplik oleh ADC, kemudian sampel digital tersebut di-*clock* ke dalam FPGA. FPGA yang sudah dilengkapi dengan FPGA *image*, melakukan fungsi *digital down conversion* yang sudah termasuk *fine-frequency tuning* dan beberapa *filter* untuk proses decimasi. Setelah decimasi, *raw sample* atau data lainnya dialirkan ke *host* PC melalui antarmuka *host*. Proses sebaliknya berlaku pada rantai pengiriman [12].

### **2.1.1 Bandwidth USRP**

*Bandwidth* perangkat USRP berbeda pada setiap titik dalam rantai sinyal. Tiga tipe dari spesifikasi *bandwidth* USRP adalah *bandwidth* analog, *bandwidth* pemrosesan FPGA, dan *bandwidth* *host*. *Bandwidth* analog selalu lebih kecil dari *sample rate* ADC/ DAC. *Bandwidth* sistem dalam aplikasi USRP ditentukan oleh *bandwidth* terkecil dari ketiga istilah *bandwidth* tersebut.

*Bandwidth* analog adalah besarnya *bandwidth* (3 dB) yang digunakan antara *port* RF dan antarmuka IF/ *baseband*. *Bandwidth* analog diatur oleh *filter* IF atau *baseband* pada *daughterboard*, yang didesain untuk menghindari *aliasing* ketika dipasangkan dengan *motherboard* USRP yang memiliki *sample rate* ADC/ DAC tertentu. *Bandwidth* pemrosesan FPGA adalah besarnya *sample rate* yang disediakan oleh ADC dan DAC pada *motherboard* USRP. *Bandwidth* ini menyatakan *bandwidth* digital maksimum pada sistem USRP.

Antarmuka *host* memungkinkan terjadinya aliran data antara FPGA pada perangkat USRP dengan *host* PC. Pada umumnya, aliran data dari dan ke USRP adalah dalam bentuk data I/Q, dengan kecepatan aliran dinyatakan dalam *IQ sample rate*. Dalam konteks perangkat USRP mendukung komunikasi *full duplex*, berarti bahwa antarmuka bisa mengalirkan data dalam dua arah dengan kecepatan tertentu secara bersamaan.

Tabel 2.1 menunjukkan spesifikasi *bandwidth* dan *sampling rate* USRP NI-2922. Baik ADC/DAC maupun *IQ sample rate* memiliki kaitan erat dengan *bandwidth* sinyal analog. Berdasarkan pada teorema Nyquist, bahwa frekuensi *sampling* harus sama dengan atau lebih besar dari frekuensi maksimum sinyal analog yang di-*sampling*,  $f_s \geq 2f_m$  dengan tujuan supaya sinyal analog bisa direkonstruksi kembali. Dari data yang disajikan pada Tabel 2.2, diketahui bahwa *IQ sample rate* lebih kecil dibandingkan dengan ADC/DAC *sample rate*.

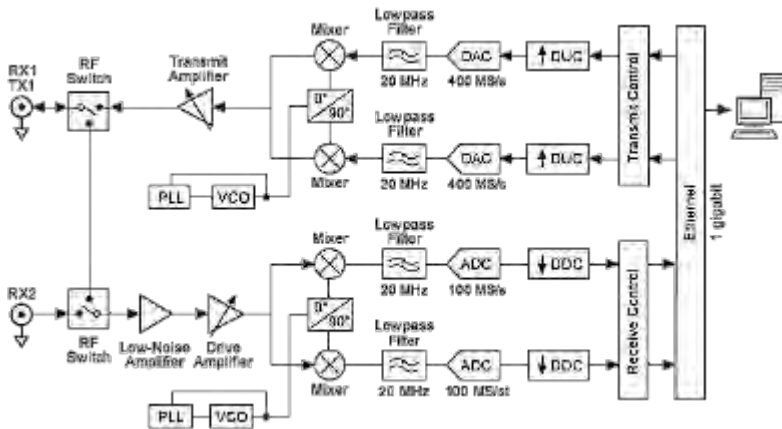
**Tabel 2.2** Spesifikasi *bandwidth* dan *sample rate* USRP NI-2922 [13].

<i>Sample Width</i>	<i>Maximum IQ Sample Rate</i>	<i>Maximum Instantaneous Bandwidth (LPF)</i>	<i>DAC/ADC Sample rate</i>
8 bit/sample	50 MS/s, <i>Full Duplex</i>	40 MHz	ADC 100 MS/s, DAC 400 MS/s
16 bit/sample	25 MS/s, <i>Full Duplex</i>	20 MHz	ADC 100 MS/s, DAC 400 MS/s

Berdasarkan pada nilai *IQ sample rate* maksimum, dapat ditentukan frekuensi maksimum yang dapat dilewatkan melalui antarmuka *host*, yaitu dengan mengasumsikan  $f_s = 2f_m$ . Pada resolusi bit 8 bit/sample frekuensi maksimum yang dapat dilewatkan melalui antarmuka host adalah 25 MHz dengan rentang frekuensi 0 – 25 MHz. Sedangkan pada resolusi bit 16 bit/sample, frekuensi maksimum yang dapat dilewatkan melalui antarmuka host adalah 12,5 MHz dengan rentang frekuensi 0 – 12,5 MHz. Dengan membandingkan nilai *bandwidth host* tersebut dengan *maximum instantaneous bandwidth*, maka dapat disimpulkan bahwa *bandwidth* USRP tergantung pada *bandwidth host*, yaitu 25 MHz pada resolusi bit 8 bit/sample dan 12,5 MHz pada resolusi bit 16 bit/sample.

### 2.5.2 USRP N210

USRP seri N (*Networked*) adalah tipe USRP yang menggunakan *ethernet* untuk berkomunikasi dengan *host* PC. Pada seri N210, *interface* yang digunakan adalah Gigabit Ethernet untuk melakukan transfer data dengan *sample rate* maksimum 50 MS/s dengan kedalaman 8 bit dan 25 MS/s untuk kedalaman 16 bit. USRP N210 juga mendukung komunikasi *full duplex* dengan *host* PC. Sedangkan untuk *sample rate* ADC adalah 100 MS/s dan DAC 400 MS/s.



**Gambar 2.23** Diagram blok USRP NI-2922 dan NI-210 [13]

Diagram blok pada Gambar 2.23 merupakan bagian logical dari USRP. Terlihat bahwa PORT RX1 dan RX2 tergabung menjadi satu ke bagian *receiver*. Dengan demikian sebuah USRP ini hanya bisa digunakan untuk mode satu *receiver* saja, oleh karena itu untuk array dengan 3 (tiga) elemen memerlukan sebanyak 3 (tiga) buah USRP. Pada USRP terdapat IQ modulator dan demodulator yang ditandai dengan blok *Mixer*. Fungsi dari *Mixer* tersebut untuk mengalikan sinyal kirim atau terima dengan frekuensi dari VCO. Sinyal yang diproses dalam USRP merupakan sinyal *intermediate frequency* (IF), dengan *bandwidth* selebar 20MHz. Sinyal analog yang dikirim atau diterima perlu dikonversi ke sinyal digital terlebih dahulu dengan *proses* DAC atau ADC, sehingga data tersebut dapat diproses pada komputer. Karena sinyal yang diterima oleh PORT USRP berupa sinyal RF, maka diperlukan blok DUC untuk *up-conversion*, dan DDC untuk *down-conversion*.

**Tabel 2.3** Spesifikasi USRP N210 [13].

Spesifikasi	Nilai	Besaran
<b>DAYA</b>		
Sumber Tegangan DC	6	V
Sumber Arus	1.3	A
dengan WBX Daughterboard	2.3	A
<b>PERFORMANSI KONVERSI DAN CLOCKS</b>		
ADC Sample Rate	100	MS/s
ADC Resolution	14	Bits
ADC Wideband SFDR	88	dBc
DAC Sample Rate	400	MS/s
DAC Resolution	16	bits
DAC Wideband SFDR	80	dBc
Host Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s
Frequency Accuracy	2.5	ppm
dengan Referensi GPSDO	0.01	ppm
<b>PERFORMANSI RF (dengan WBX)</b>		
SSB/LO Suppresion	35/50	dBc
<b>Phase Noise (1.8 GHz)</b>		
10 kHz	-80	dBc/Hz
100 kHz	-100	dBc/Hz
1 MHz	-137	dBc/Hz
Daya Keluar	15	dBm
IIP3	0	dBm
Receive Noise Figure	5	dB
<b>PHYSICAL</b>		
Suhu Operasi	0 - 550	C
Dimensi (p x l x t)	22 x 16 x 5	cm
Berat	1.2	kg



### 2.5.3 Daughterboard SBX

Daughterboard SBX mendukung cakupan frekuensi RF dari 400 MHz sampai dengan 4,4 GHz dengan *bandwidth* analog maksimum 40 MHz. SBX mendukung komunikasi *full duplex* karena dilengkapi dengan dua *local oscillator* yang saling *independent* untuk masing-masing fungsi pengirim dan penerima [14]. Sistem yang digunakan adalah *direct conversion*, artinya hanya terdapat satu kali proses *mixing* pada masing-masing arah kirim dan terima.

Pada SBX terdapat dua *port* untuk antenna, dimana fungsi pengiriman hanya dapat dilakukan pada *port* TX1/RX1, sedangkan penerimaan dapat dilakukan pada *port* TX1/RX1 atau RX2. Penguatan pengiriman dan penerimaan dapat diatur melalui perangkat lunak dengan rentang penguatan (*transmit* dan *receive gain*) adalah dari 0 dB sampai dengan 31,5 dB.

### 2.5.4 Daya Pancar USRP

USRP adalah perangkat yang tidak terkalibrasi, sehingga nilai *gain* pancar (TX) yang diatur melalui perangkat lunak tidak terkait langsung dengan level daya *output*,  $P_{out}$  USRP. Selain itu, besarnya daya *output* berbeda pada setiap frekuensi radio yang digunakan. Oleh karena itu, perlu dilakukan pengukuran daya *output* USRP pada frekuensi yang akan digunakan, yaitu frekuensi radio 2,4 GHz. Tabel 2.4 menunjukkan hasil pengukuran daya *output* USRP NI-2922 pada frekuensi 2,4 GHz dengan variabel *gain* pancar. Sensitivitas daya USRP dari hasil pengukuran diketahui sebesar -100 dBm.

**Tabel 2.4** Daya output USRP NI-2922, frekuensi 2,4 GHz dengan variabel gain

<i>Gain Tx</i> (dB)	$P_{out}$ (dBm)	<i>Gain Tx</i> (dB)	$P_{out}$ (dBm)
0	-5,72	16	9,21
1	-4,96	17	10,29
2	-3,82	18	11,21
3	-2,93	19	12,34
4	-2,29	20	13,05
5	-1,28	21	14,20
6	-0,44	22	15,11
7	0,68	23	16,27
8	1,59	24	17,42

<i>Gain Tx (dB)</i>	<i>P<sub>out</sub> (dBm)</i>
9	2,66
10	3,53
11	4,57
12	5,22
13	6,32
14	7,22
15	8,31

<i>Gain Tx (dB)</i>	<i>P<sub>out</sub> (dBm)</i>
25	18,33
26	18,94
27	19,66
28	20,00
29	20,44
30	20,46
31	20,49

## 2.6 Perangkat Lunak Simulasi dan Antar Muka

Perangkat lunak digunakan sebagai alat bantu simulasi maupun antarmuka (*interface*) pengguna dengan perangkat keras. Pada Tugas Akhir ini, digunakan MATLAB versi 2015 sebagai perangkat lunak untuk simulasi sistem dan NI-LabView Communications versi 1.1 sebagai antar-muka pengguna dan USRP.

### 2.6.1 *MatLab R2015b*

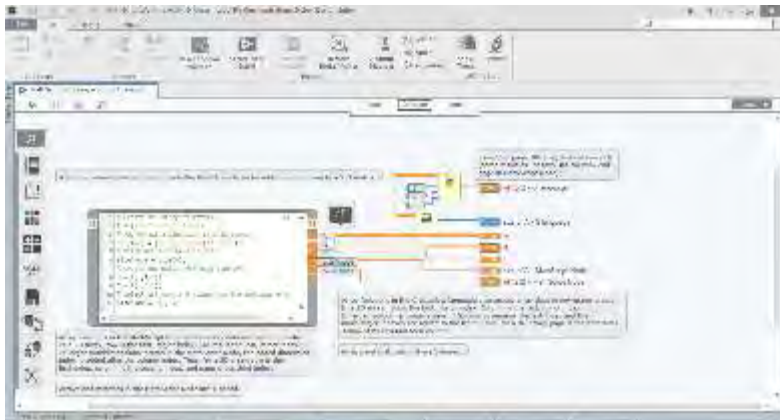
*MatLab (Matrix Laboratory)* merupakan bahasa pemrograman yang dikembangkan oleh The Mathwork Inc. *MatLab* merupakan bahasa pemrograman level tinggi yang dikhususkan untuk kebutuhan komputasi teknis, visualisasi dan pemrograman seperti komputasi matematik, analisis data, pengembangan algoritma, simulasi dan pemodelan dan grafik-grafik perhitungan. *MatLab* telah mendukung untuk diterapkan bersama USRP sebagai perangkat lunak pengolahan data melalui Simulink yang merupakan salah satu fitur pada *MatLab*.

### 2.6.2 NI-LabView Communications 1.1

LabVIEW adalah perangkat lunak komputer untuk pengolahan dan visualisasi data dalam bidang akuisisi data, kendali instrumentasi serta otomasi industri. Berbeda dengan *MatLab* yang berbasis teks, LabVIEW menggunakan grafis untuk merepresentasikan setiap fungsi pemrogramannya, atau disebut dengan *virtual instrument* (VI). LabVIEW menggunakan icon yang saling terhubung untuk merepresentasikan fungsi dan menjelaskan aliran data di dalam program yang dibangun. LabVIEW mendukung pengaturan dan pemrograman perangkat keras USRP dengan menggunakan fungsi tambahan yang terdapat pada *toolbox* NI-USRP Instrument Driver. NI-USRP Instrument Driver terdiri atas

fungsi untuk melakukan pengaturan USRP, sinkronisasi, dan fungsi lainnya.

LabVIEW juga mendukung integrasi file dengan ekstensi .m ke dalam halaman LabVIEW project melalui modul LabVIEW *MathScript* RT Module. Modul ini berfungsi selayaknya *native compiler* untuk file berekstensi .m agar bisa digunakan di dalam susunan pemrograman LabVIEW. Operator dapat menggunakan *script* berbasis teks maupun grafis (mode simulink pada *MatLab*) yang digunakan untuk membangun algoritma, pemrosesan sinyal, desain sistem kontrol, dan analisis data lain sebagainya [15].



**Gambar 2.24** Tampilan diagram LabView Communications.

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

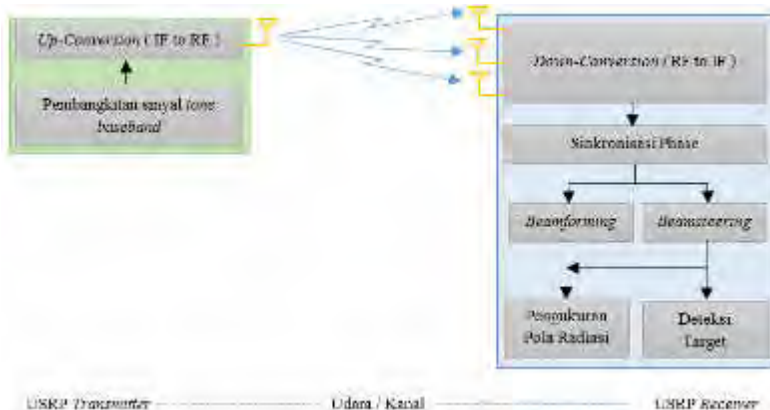
## BAB III

### PERANCANGAN DAN IMPLEMENTASI SISTEM

Dalam bab ini dibahas tentang langkah-langkah perancangan sistem dan perangkat lunak secara keseluruhan yang merupakan pokok dari bahasan utama tugas akhir. Sistem ini mempunyai beberapa tahap mulai dari simulasi berdasarkan persamaan teori, pembuatan perangkat lunak untuk implementasi, persiapan peralatan, dan melakukan koneksi dari komputer ke perangkat keras.

#### 3.1 Perancangan Umum Sistem

Secara umum blok diagram sistem yang dirancang seperti pada Gambar 3.1. Secara keseluruhan digunakan konfigurasi array 1x3 menggunakan 4 buah USRP, satu sebagai *transmitter* dan tiga sebagai elemen array *receiver*. Pada bagian *transmitter*, dibangkitkan sinyal *tone* dengan frekuensi *baseband* 40kHz. Sinyal tersebut kemudian di *up-conversion* ke sinyal RF 2.4GHz untuk ditransmisikan di udara. Pada bagian *receiver*, sinyal yang diterima di *down-conversion* kembali ke sinyal IF untuk dilakukan pemrosesan sinyal digital. Sinkronisasi phase tiap USRP dilakukan pada sinyal *baseband*. Selanjutnya dilakukan proses *beam forming* dan *beam steering* yang dilakukan secara terpisah. Pengaruh *beam forming* tersebut dilihat dengan cara mengukur pola radiasi *receiver*. Selain itu ditambahkan implementasi dari *beam steering* berupa deteksi target untuk mengetahui kehandalan sistem.



**Gambar 3.1** Blok diagram sistem secara umum.

Dalam Tugas Akhir ini akan dilakukan dua skenario pengukuran. Skenario pertama dilakukan pengukuran pola radiasi untuk metode *Uniform*, *Dolph-Chebyshev*, dan *Taylor* ketika *main beam* mengarah ke sudut  $90^\circ$  *broadside (default)* dan ketika *main beam* dikontrol mengarah ke sudut tertentu secara elektronis (*beam steering*). Skenario kedua dilakukan deteksi TX target dengan cara memutar arah pancaran *main beam* secara elektronis dari sudut  $0^\circ$  sampai  $180^\circ$ , kemudian membandingkan nilai magnitudo yang diperoleh pada tiap sudut untuk menentukan lokasi TX target.

### 3.2 Peralatan yang Dibutuhkan

Pada sub-bab ini dibahas mengenai informasi, deskripsi, dan spesifikasi tentang perangkat lunak dan perangkat keras yang dibutuhkan dalam tugas akhir ini.

#### 3.2.1 Perangkat Lunak

Perangkat lunak yang digunakan ada dua, yaitu MatLab dan LabView. MatLab digunakan sebagai simulasi untuk menggambarkan pola radiasi dari persamaan antena array di Bab 2, yang selanjutnya dijadikan acuan dalam pengambilan data pengukuran. Sedangkan LabView digunakan sebagai pengolah sinyal digital dan *user interface* ke perangkat USRP. Spesifikasi rinci mengenai perangkat lunak tersebut adalah sebagai berikut :

- 1) MatLab
  - Versi : R2015b – 64bit
  - Produsen : The *MathWorks*, Inc.
  - Kegunaan : Simulasi antena array.
- 2) LabView Communications
  - Versi : 1.1 (32-bit)
  - Produsen : National Instrument
  - Kegunaan : Antarmuka antara *host* dengan USRP.
- 3) SketchUp
  - Versi : 2016
  - Produsen : Google
  - Kegunaan : Desain rotator antena array.

### 3.2.2 Perangkat Keras

Terdapat beberapa perangkat keras yang harus digunakan untuk membangun sistem *smart antenna* ini. Beberapa perangkat keras tersebut ada yang saling berketergantungan agar dapat bekerja.

- 1) Perangkat *Software Defined Radio* (SDR)
  - Tipe : NI USRP N-2922 dan N-210
  - Motherboard* : Ettus Research
  - Daughterboard* : SBX
  - Jumlah : 3 buah (RX array)  
1 buah (TX target)  
1 buah (TX referensi)
- 2) Perangkat Sinkronisasi
  - Tipe : OctoClock-G
  - Keluaran : *Reference Frequency* 10 MHz  
1 *Pulse Per Second* (PPS)
  - Sumber *clock* : *Internal* GPSDO
  - Jumlah : 1 buah
- 3) Antena
  - Tipe : VERT2450 Dipole *Dual-Band*
  - Frekuensi : 2.4 – 2.5 GHz dan 4.9 – 5.9 GHz
  - Gain : 3dBi
  - Polarisasi : Vertikal
  - Pola radiasi : Omnidirectional
  - Impedansi : 50  $\Omega$
  - VSWR : 2:1
  - Dimensi : 19.786 cm
  - Jumlah : 4 buah
- 4) Kabel Jumper
  - Tipe : Coaxial RG-58A/U
  - Konektor : SMA Male – Male
  - Loss : 18.1 dB/100ft
- 5) Laptop
  - Tipe : ASUS X453MA
  - Sistem Operasi : Windows 7 Professional (64-bit)
  - Processor : Intel Core i3 CPU 1.9 GHz – RAM 2GB

6) *Vector Network Analyzer*

Tipe : N9923A

Produsen : Agilent Technologies

### 3.2.3 Perhitungan Daerah Medan Jauh (*Far Field*)

Letak antenna TX target dari penerima harus berada dalam area *far-field* agar sinyal yang diterima oleh antenna array adalah gelombang datar, sehingga setiap elemen array diperlakukan sama. Penentuan jarak antara antenna array penerima dengan antenna TX target dihitung berdasarkan persamaan (2.9) atau (2.12), tergantung dimensi antenna. Sistem *smart antenna* yang digunakan pada tugas akhir ini menggunakan frekuensi kerja 2.4 GHz, sehingga panjang gelombang dihitung dengan persamaan 3.1.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{24 \times 10^8} = 12.5 \text{ cm} \quad 3.1$$

Elemen array yang digunakan adalah antenna dipole dengan dimensi panjang 19,78cm atau  $1.58 \lambda$ . Jarak antar elemen array ditentukan sebesar  $0.5\lambda$ , sehingga panjang dimensi total array adalah  $\lambda$ . Berdasarkan kedua nilai tersebut dan dengan menggunakan persamaan *pythagoras* maka dapat dihitung dimensi antenna terbesar, yaitu panjang diagonal dari antenna array.



**Gambar 3.2** Perhitungan dimensi maksimum antenna array.

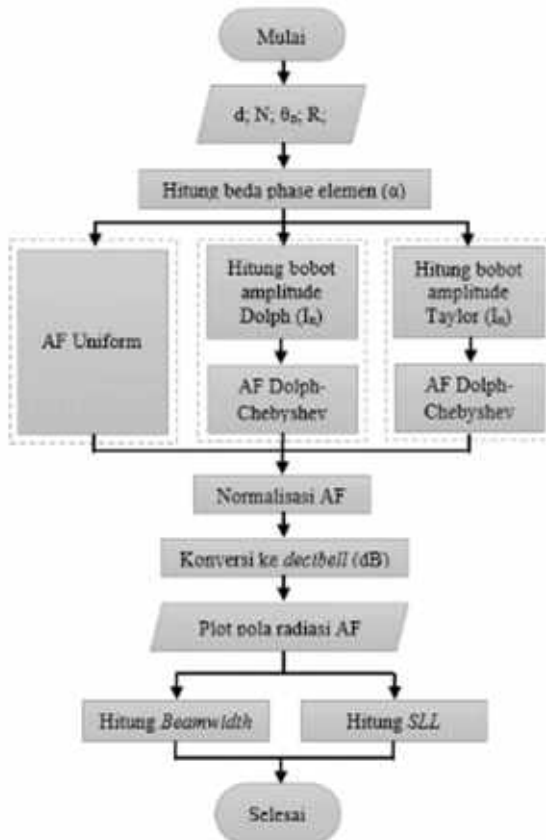
$$D = \sqrt{(1.58\lambda)^2 + \lambda^2} = 1.87 \lambda = 23.3 \text{ cm} \quad 3.2$$

Hasil perhitungan dimensi antenna array maksimum ( $D$ ) pada (3.1) selanjutnya digunakan untuk memilih persamaan *far-field*. Karena  $D \gg \lambda$  maka persamaan *far-field* yang digunakan adalah persamaan (2.9). Dan didapatkan jarak medan jauh antenna array sebesar 79.21 cm.



### 3.3 Simulasi dengan MatLab

Persamaan antenna array yang telah dibahas pada Bab 2 selanjutnya bisa diselesaikan dengan perangkat lunak MatLab untuk melihat hasilnya. Hasil tersebut berupa pola radiasi, *beamwidth*, *level side lobe*, dan arah pancaran *beam*. Sedangkan parameter yang dikonfigurasi adalah jumlah elemen, jarak antar elemen, phase arus setiap elemen (*beam steering*), dan amplitud arus eksitasi tiap elemen (*amplitude tapering*). Lebih jelasnya tentang simulasi plot pola radiasi faktor array dapat dilihat pada Gambar 3.3.



Gambar 3.3 Alur diagram simulasi faktor array.

Pola radiasi antenna array linier uniform dapat diplot dengan menggunakan (2.25), atau lebih jelasnya,

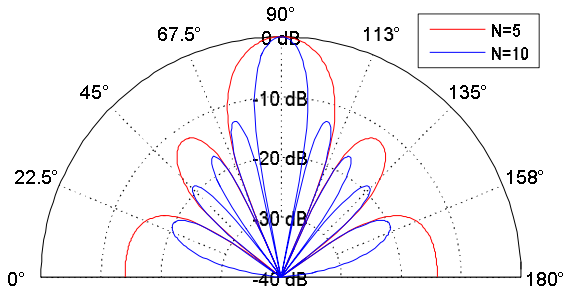
$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \quad 3.3$$

dimana nilai  $\psi$  dinyatakan dengan,

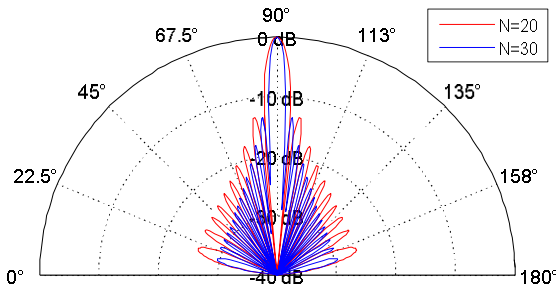
$$\psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad 3.4$$

### 3.3.1 Jumlah Elemen

Faktor array (AF) dari antenna array bisa dikontrol dengan jumlah elemen. Pada (3.3) jumlah elemen array dinyatakan dengan variabel  $N$ . Secara umum, lebih banyak elemen akan meningkatkan performa, yaitu *beamwidth* yang semakin sempit. Gambar 3.4 dan Gambar 3.5 memperlihatkan AF untuk array dengan 5, 10, 20 dan 30 elemen.



**Gambar 3.4** AF untuk 5 dan 10 elemen array,  $d=0.5\lambda$ .

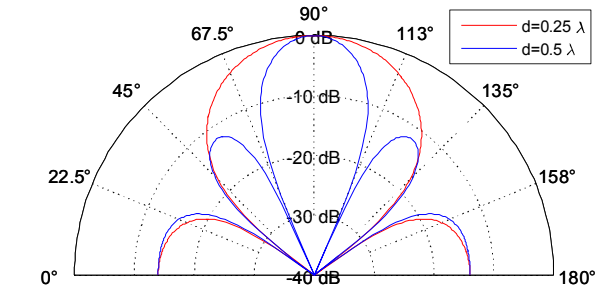


**Gambar 3.5** AF untuk 20 dan 30 elemen array,  $d=0.5\lambda$ .

*Half Power Beam Width* (HPBW) yang dihasilkan dari faktor array dengan elemen 5, 10, 20, dan 30 secara berturut – turut adalah  $20.6^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $5^\circ$  dan  $3.2^\circ$ . *Beam* semakin sempit dan *gain* array meningkat akibat bertambahnya jumlah elemen. Selain itu dengan meningkatkan jumlah elemen, AF memiliki *side lobe* lebih banyak tetapi dengan level yang lebih rendah. Hal ini meningkatkan arah pancaran dan mengurangi interferensi secara efektif. Jumlah *null* meningkat dan lebih dalam.

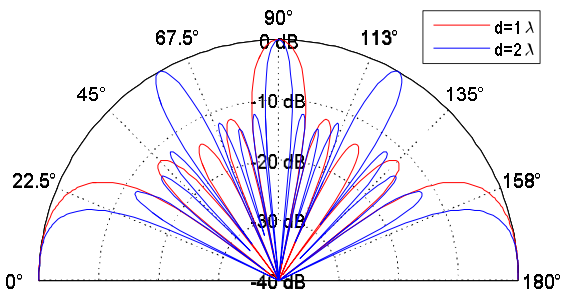
### 3.3.2 Spasi Elemen

Pada (3.4) spasi atau jarak antar elemen dinyatakan dengan variabel  $d$ . Spasi dan jumlah elemen, menentukan luas permukaan array. Seiring meningkatnya jarak spasi, *side lobe*, dengan *gain* yang sama dengan *main beam* akan muncul. Hal ini disebut dengan *grating lobe* dan lokasinya periodik. Pada *receiver*, *grating lobe* menyebabkan ambiguitas arah. Sedangkan pada *transmitter*, daya pancar terbuang untuk arah *grating lobe*, yang juga bisa mengganggu pengguna lain. Karena itu biasanya *grating lobe* selalu dihindari, walaupun bisa juga dimanfaatkan untuk beberapa kasus, semisal *transmit diversity*. Gambar 3.7 mengilustrasikan efek spasi elemen dan keberadaan *grating lobe*.



**Gambar 3.6** AF dengan spasi elemen  $0.25\lambda$  dan  $0.5\lambda$ .  $N=5$ .

AF dengan jarak antar elemen kurang dari satu panjang gelombang tidak menimbulkan *grating lobe*, dimana jumlah *main lobe* tetap satu, yaitu di sudut  $90^\circ$  (*broadside*). Spasi antar elemen  $0.5\lambda$  membuat *beamwidth* lebih sempit, tetapi hal itu juga meningkatkan jumlah *side lobe*. Demikian pula sebaliknya untuk spasi  $0.25\lambda$ , memiliki jumlah *side lobe* lebih sedikit, namun sebagai konsekuensinya *beamwidth* menjadi lebih lebar.



**Gambar 3.7** AF dengan spasi elemen  $\lambda$  dan  $2\lambda$ .  $N=5$ .

*Grating lobe* muncul untuk kedua kasus : dua untuk spasi  $\lambda$  dan empat untuk spasi  $2\lambda$ . *Grating lobe* dapat dicegah dengan mengurangi spasi elemen. Namun dengan spasi elemen yang terlalu dekat meningkatkan *mutual coupling*. Untuk menjaga agar luas permukaan array tetap sama, maka jumlah elemen perlu ditambah untuk mengimbangi spasi elemen yang berkurang. Lebih banyak elemen memerlukan biaya yang tinggi. Karena itu terdapat *tradeoff* dalam memilih spasi elemen.

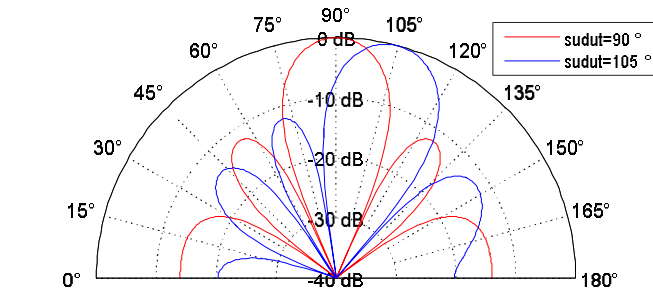
### 3.3.3 Beam Steering

Pada *phased array*, arah pancaran *main beam* bisa dikontrol dengan memberi bobot phase. Bobot tersebut dapat dihitung dengan menggunakan persamaan (2.26) dan hasilnya dapat dilihat pada Tabel 3.1

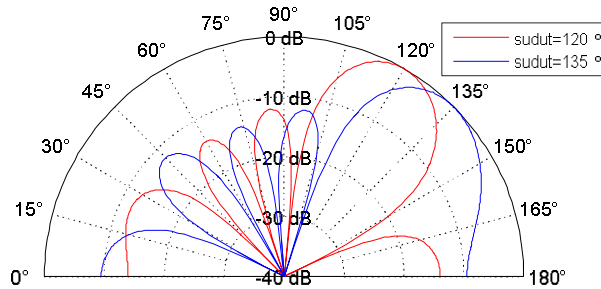
**Tabel 3.1** Bobot phase untuk mengontrol arah main beam.

Arah Main Beam (°)	Bobot Phase (rad)	Arah Main Beam (°)	Bobot Phase (rad)
0 / 180	-3.1416	90	0
10	-3.0939	100	0.5455
20	-2.9521	110	1.0745
30	-2.7207	120	1.5708
40	-2.4066	130	2.0194
50	-2.0194	140	2.4066
60	-1.5708	150	2.7207
70	-1.0745	160	2.9521
80	-0.5455	170	3.0939

Gambar 3.8 dan Gambar 3.9 mengilustrasikan pelebaran *beamwidth* untuk sudut *scanning* 90° (*broadside*), 105°, 120°, dan 135° dengan jumlah elemen 5 buah. Gambar 3.10 dan Gambar 3.11 menunjukkan hal yang sama tetapi untuk jumlah elemen 10 buah.

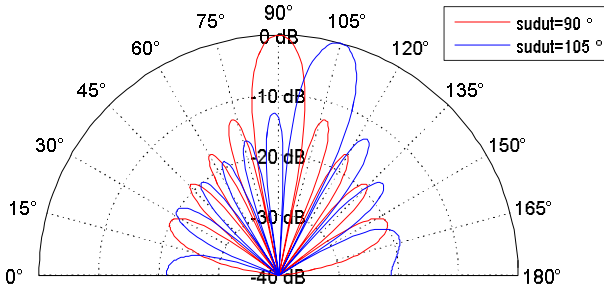


**Gambar 3.8** AF dengan sudut *scanning* 90° dan 105°, 5 elemen.

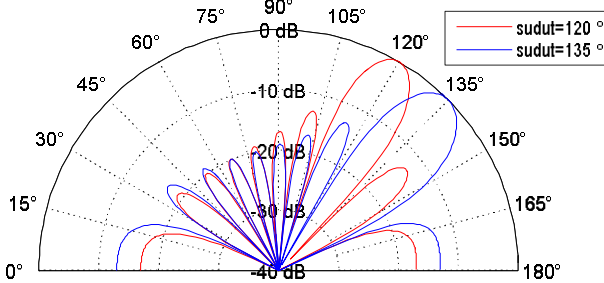


**Gambar 3.9** AF dengan sudut *scanning* 120° dan 135°, 5 elemen.

Semakin jauh arah pancaran *main beam* dari sudut 90° (*broadside*) maka *beamwidth* array mulai melebar, yaitu secara berturut – turut dari 90°, 105°, 120° dan 135° adalah 20.6°, 21.4°, 24.1°, dan 30.6° (lebih jelasnya lihat di Tabel 3.2). Hal tersebut dapat diatasi dengan cara menambah jumlah elemen array. Akan tetapi dalam tugas akhir ini karena adanya keterbatasan jumlah perangkat USRP, maka elemen array yang digunakan hanya tiga buah. Pengukuran *beam steering* yang dilakukan dalam tugas akhir tidak dilakukan pada semua sudut karena akan memakan waktu yang lama, namun dipilih sudut tertentu. Sudut pertama adalah 60° yang lebih dekat ke sudut *broadside*, dan sudut ke dua di 140° yang lebih dekat ke sudut *end-fire*.



**Gambar 3.10** AF dengan sudut *scanning* 90° dan 105°, 10 elemen.



**Gambar 3.11** AF dengan sudut *scanning* 120° dan 135°, 10 elemen.

**Tabel 3.2** Pengaruh arah pancaran *main beam* terhadap *beamwidth* untuk eksitasi Uniform dengan  $N=5$ .

Arah Main Beam (°)	Beamwidth (°)	
	N=5	N=10
90	20.6	10.0
105	21.4	10.5
120	24.1	11.7
135	30.6	14.5

Perbandingan *beamwidth* untuk array dengan 5 elemen dan 10 elemen dapat dilihat pada Tabel 3.2. Pada sudut 90° selisih *beamwidth*-nya adalah 10.6°, dan selisih itu terus bertambah besar seiring menjauhnya arah pancaran *main beam* dari sudut *broadside*, misalnya di sudut 135° selisih *beamwidth*-nya 16.1°. Sehingga untuk keperluan yang harus melakukan *scanning* 360°, misalnya RADAR, membutuhkan jumlah elemen array yang banyak.

### 3.3.4 Amplitude Tapering

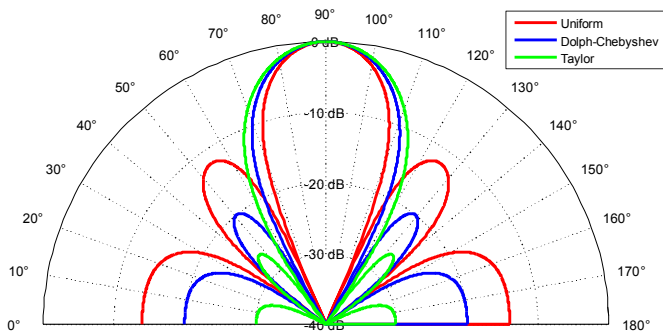
Magnitude pada *input* elemen antenna biasanya diatur konstan. *Side lobe* yang terdekat dengan *main beam* memiliki level sekitar -13 dB (Gambar 3.12, magnitudo konstan). Level *side lobe* dapat dikurangi dengan menggunakan teknik *amplitude tapering*. *Amplitude tapering* mengontrol level amplitudo, dengan level yang semakin berkurang seiring menjauhnya posisi elemen dari titik tengah array.

Bobot amplitudo arus dengan array 5 elemen untuk *Dolph-Chebyshev* dapat dilihat pada Tabel 2.1, sedangkan untuk Taylor didapat dari perhitungan (2.49). Atau untuk lebih jelasnya dapat dilihat pada Tabel 3.3.

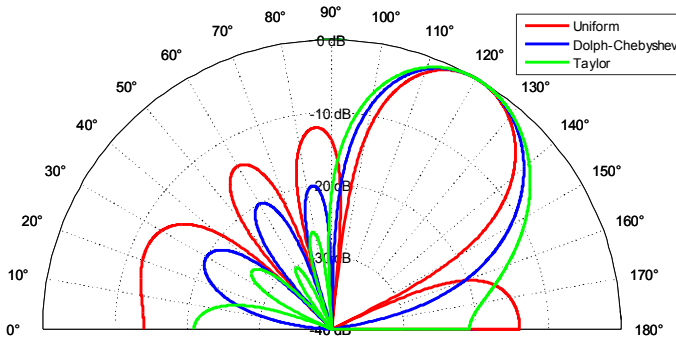
**Tabel 3.3** Bobot amplitude dengan  $N=5$ ,  $SLL=-20\text{dB}$  untuk Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor.

Metode	Bobot Amplitude untuk Elemen				
	ke-1	ke-2	ke-3	ke-4	ke-5
Uniform	1	1	1	1	1
Dolph-Chebyshev	1	1.6085	1.9319	1.6085	1
Taylor	1	2.2752	2.8427	2.2752	1

Gambar 3.12 dan Gambar 3.13 mengilustrasikan penggunaan *tapering* Dolph-Chebyshev dan Taylor untuk array dengan 5 elemen. Gambar 3.12 adalah *amplitude tapering* ketika array menghadap sudut *broadside*.

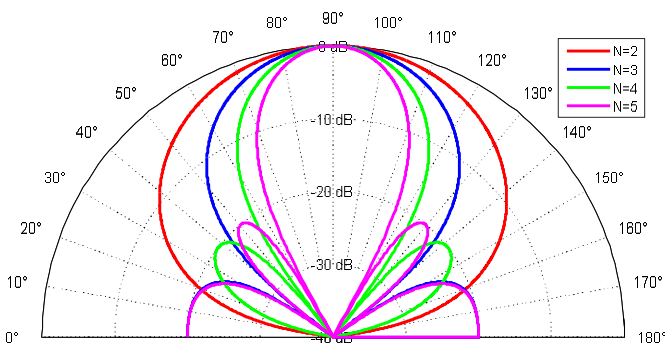


**Gambar 3.12** AF dengan 5 elemen. Teknik amplitude tapering menggunakan Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor untuk  $SLL -20\text{dB}$



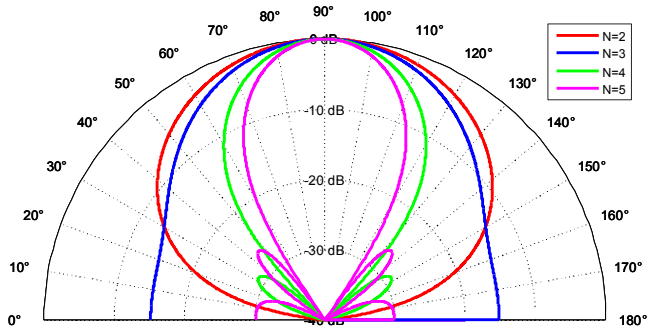
**Gambar 3.13** AF Uniform, Dolph-Chebyshev dan Taylor untuk SLL  $-20$  dB, dengan sudut scanning  $120^\circ$ , 5 elemen.

Pada Gambar 3.13 adalah penggunaan amplitud *tapering* dengan mengarahkan *main beam* ke sudut  $120^\circ$ . Terlihat bahwa semakin jauh arah pancaran *main beam* dari sudut broadside, maka *beamwidth* dari antenna akan semakin melebar. *Tapering* dengan Dolph-Chebyshev dapat menghasilkan level *side lobe* yang konstan, dimana level tersebut dapat diatur sesuai keinginan. Menurunkan level *side lobe* membuat *main beam* menjadi lebar. Pelebaran *beam* tersebut proporsional terhadap jumlah elemen array. Semakin sedikit jumlah elemen array, maka semakin besar pelebaran *beam* yang terjadi.



**Gambar 3.14** AF untuk teknik tapering Dolph-Chebyshev, level side lobe -20 dB, dengan jumlah elemen 2, 3, 4, 5.





**Gambar 3.15** AF untuk teknik tapering Taylor, level side lobe -20 dB, dengan jumlah elemen 2, 3, 4, 5.

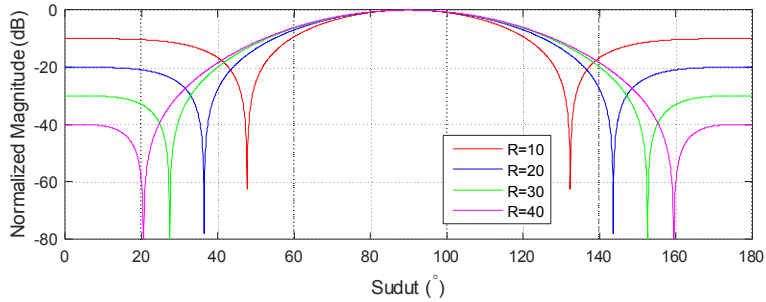
Pengaruh jumlah elemen ( $N$ ) pada faktor array untuk teknik tapering Dolph-Chebyshev dan Taylor dapat dilihat pada Gambar 3.14 dan Gambar 3.15. Terlihat bahwa untuk teknik Dolph-Chebyshev, sudah bisa bekerja menekan SLL ketika jumlah elemen adalah tiga. Sedangkan pada teknik Taylor, baru bisa bekerja ketika jumlah elemen array empat buah, kurang dari itu *beamwidth* melebar. *Beamwidth* pada kasus Taylor di Gambar 3.15 untuk  $N=3$  sangatlah lebar, yaitu  $47.8^\circ$ . Sedangkan untuk  $N$  yang sama pada kasus Dolph-Chebyshev *beamwidth* lebih sempit, yaitu  $40.2^\circ$ .

### 3.3.5 Side Lobe Level (SLL)

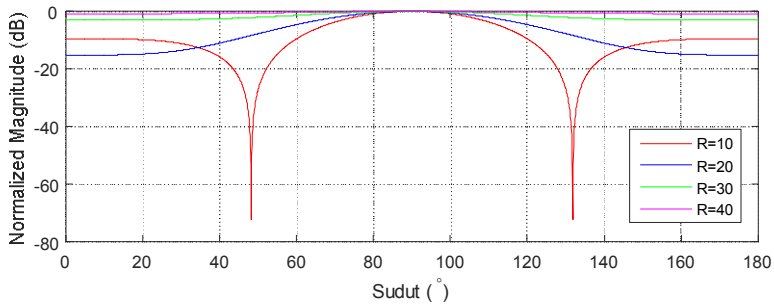
Penggunaan *amplitude tapering* sebelumnya ditujukan untuk menekan *level side lobe* ke nilai tertentu, sehingga diharapkan interferensi yang datang melalui *side lobe* bisa dikurangi. Dikarenakan terbatasnya perangkat keras USRP, sehingga dalam tugas akhir ini hanya digunakan array dengan jumlah elemen 3 buah. Gambar 3.16 dan Gambar 3.17 adalah plot AF dari Dolph dan Taylor dengan  $N=3$  dalam bidang kartesian untuk mempermudah melihat perbedaan SLL dan *beamwidth*.

Nilai SLL dari Dolph dapat dikontrol sehingga berkurang sesuai yang dikehendaki, hal tersebut dapat dilihat di Gambar 3.16 pada sudut  $0^\circ$  dan  $180^\circ$  (simetris). Sedangkan pada Taylor berbeda, dimana telah diketahui sebelumnya pada Gambar 3.15 bahwa Taylor baru bisa bekerja ketika jumlah elemen array lebih dari 3 buah, sehingga hal tersebut membuat kinerja Taylor tidak bisa diamati pada tugas akhir ini. Akan

tetapi walau SLL-nya tidak bisa ditekan, faktor array pengukuran masih tetap bisa dibandingkan dengan teori.



**Gambar 3.16** Plot faktor array Dolph-Chebyshev dengan variasi SLL dan  $N=3$  dalam bidang kartesian.



**Gambar 3.17** Plot faktor array Taylor dengan variasi SLL dan  $N=3$  dalam bidang kartesian.

Pada Tabel 3.4, Taylor dengan  $SLL = -10\text{ dB}$  ( $R = 10$ ) memiliki bobot amplitude yang seragam, hal ini sama dengan *uniform line source*. Sedangkan untuk SLL yang lebih rendah membuat *beamwidth* Taylor semakin melebar tidak terkontrol. Bahkan pada Gambar 3.17 *beamwidth* untuk SLL -30 dB dan -40 dB secara berturut – turut adalah 130.2° dan 180°. Bobot amplitude yang digunakan pada Taylor ini dapat dilihat pada Tabel 3.4, dimana untuk elemen ke-1 dan ke-3 selalu mendapatkan bobot 1 (satu), sedangkan elemen ke-2 semakin membesar dengan seiring berkurangnya SLL.

**Tabel 3.4** Bobot amplitude dari Taylor dengan variasi SLL, dan N=3.

SLL (dB)	Bobot Amplitude untuk Elemen		
	ke-1	ke-2	ke-3
-10	1	1	1
-20	1	2.8427	1
-30	1	11.4093	1
-40	1	41.9898	1

### 3.3.6 Akurasi Spasi Elemen

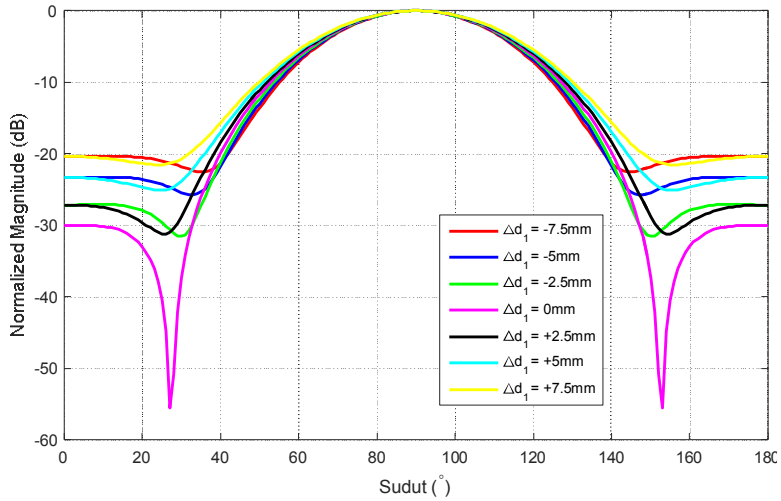
Simulasi ini digunakan untuk mengetahui pengaruh ketidakakuratan spasi antar elemen yang dapat menyebabkan kesalahan pengukuran. Pada sub-bab 3.3.2 telah ditentukan bahwa spasi antar elemen yang digunakan dalam sistem ini adalah setengah lambda. Akan tetapi saat pengukuran, spasi tersebut bisa jadi tidak tepat di setengah lambda, melainkan terdapat selisih walaupun dalam skala kecil (milimeter). Sehingga spasi antar elemen menjadi seperti di persamaan (3.5).

$$d = (\lambda/2) \pm \Delta d \quad 3.5$$

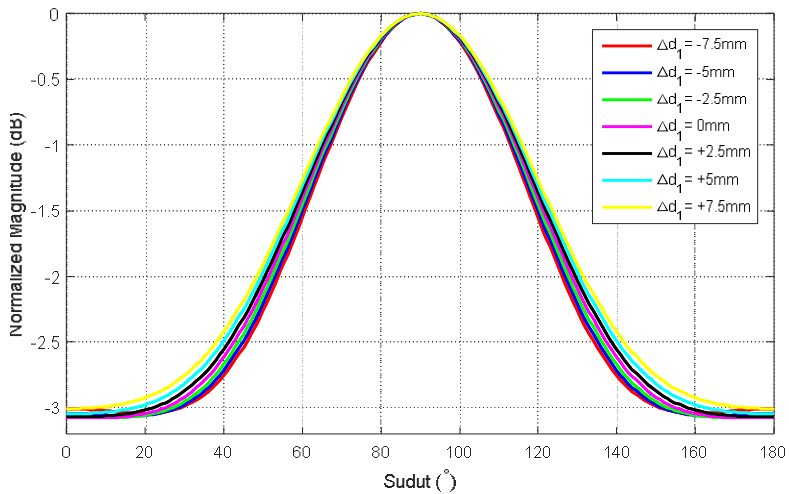
Dimana  $\Delta d$  merupakan selisih spasi antara elemen, yang terdiri dari  $\Delta d_1$  (selisih spasi elemen ke-1 dan ke-2) dan  $\Delta d_2$  (selisih spasi elemen ke-2 dan ke-3).

Faktor array hasil simulasi dengan menambah selisih spasi untuk elemen ke-1 dengan elemen ke-2 ( $\Delta d_1$ ) dapat dilihat pada Gambar 3.18 dan Gambar 3.19. Selisih spasi  $\Delta d_1$  yang ditambahkan adalah sebesar  $\pm 2.5\text{mm}$ ,  $\pm 5\text{mm}$ , dan  $\pm 7.5\text{mm}$ . Selain itu disertakan kurva faktor array tanpa selisih spasi ( $\Delta d_1 = 0\text{mm}$ ) sebagai pembanding.

Ketidakakuratan spasi antar elemen untuk metode Dolph-Chebyshev dengan SLL -30dB dapat dilihat pada Gambar 3.18, dimana kurva berwarna ungu merupakan faktor array ketika spasi elemen tepat di setengah lambda. Seiring bertambah dekatnya elemen ke-1 dan ke-2, yang ditandai dengan perubahan nilai  $\Delta d_1$  bertanda -, membuat *beamwidth* semakin sempit, dan juga membuat *level side lobe* semakin besar. Sedangkan untuk spasi elemen yang semakin jauh, yang ditandai dengan perubahan nilai  $\Delta d_1$  bertanda +, juga membuat *level side lobe* membesar, dengan *beamwidth* yang semakin lebar dari sebelumnya. Sehingga dalam kasus ini untuk mendapatkan faktor array yang optimal, yaitu *beamwidth* sempit dan *level side lobe* rendah, dipilih saat  $\Delta d_1 = 0\text{mm}$  atau  $d = \lambda/2$ .



**Gambar 3.18** Ketidakakuratan spasi antar elemen pada metode Dolph-Chebyshev dengan SLL -30dB.

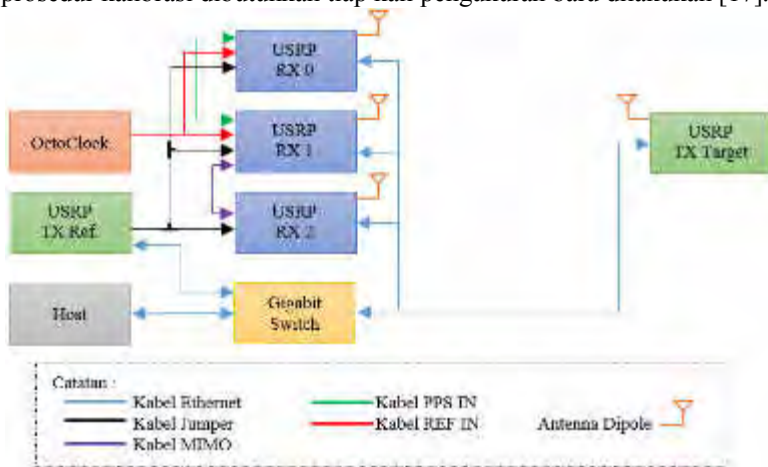


**Gambar 3.19** Ketidakakuratan spasi antar elemen pada metode Taylor dengan SLL -30dB.

Sedangkan pada metode Taylor, perubahan selisih spasi antar elemen tersebut tidak menimbulkan efek yang signifikan terhadap pola faktor array, hal tersebut dapat dilihat pada Gambar 3.19. Seperti pada kasus Dolph-Chebyshev sebelumnya, *beamwidth* untuk Taylor juga melebar seiring bertambah jauhnya spasi antar elemen ke-1 dan ke-2, tetapi dengan perubahan yang sangat kecil. Sehingga dapat disimpulkan bahwa, ketidakakuratan spasi elemen akan berdampak besar untuk faktor array Dolph-Chebyshev dibanding Taylor.

### 3.4 Implementasi Sistem dengan LabView

Keseluruhan sistem yang dibuat menggunakan lima buah USRP, dimana tiga sebagai *receiver*, satu sebagai TX target, dan satu sebagai TX referensi. Sistem *phased array*, khususnya sistem *beamforming* [16] membutuhkan sinkronisasi dari *oscillator local* RF dan penyamaan *timestamp* ADC. Dalam hal ini sinkronisasi osilator lokal antara USRP diatasi dengan menggunakan OctoClock yang mendistribusikan sinyal *timebase clock* 1 PPS dan *reference frequency* 10 MHz. Hal ini bekerja baik pada USRP dalam menghilangkan pergeseran phase relatif terhadap waktu. Akan tetapi, setiap perintah *re-tune* ke USRP dikirim, akan menimbulkan ambiguitas phase baru antara tiap *board*. Oleh karena itu prosedur kalibrasi dibutuhkan tiap kali pengukuran baru dilakukan [17].



Gambar 3.20 Konfigurasi perangkat keras.

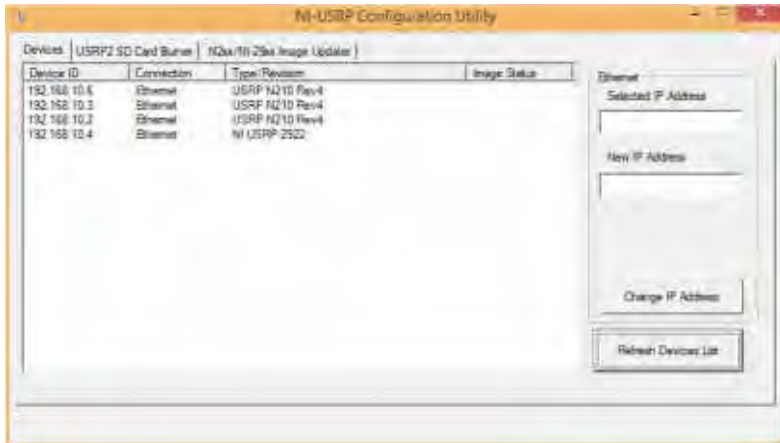
Ilustrasi konfigurasi perangkat keras dalam sistem ini dapat dilihat pada Gambar 3.20. Terlihat bahwa perangkat USRP yang digunakan pada sistem ini secara keseluruhan berjumlah lima buah, dengan susunan 3 di penerima, 1 di pengirim, dan 1 sebagai TX referensi. Semua USRP tersebut terhubung ke Gigabit Switch untuk interkoneksi dengan Host / Laptop. OctoClock terhubung ke USRP RX0 dan RX1 secara langsung memakai kabel jumper melalui port PPS IN dan REF IN, sedangkan USRP RX2 mengambil *clock* dari USRP RX1 langsung dengan memanfaatkan kabel MIMO bawaan USRP.

Penambahan perangkat USRP sebagai TX referensi yang dihubungkan langsung (melalui kabel *jumper*) ke *port 2* pada setiap USRP dapat mengatasi ambiguitas phase tersebut tanpa tahap kalibrasi. Sinyal dari TX referensi tersebut bercampur menjadi satu dengan TX target ketika berada dalam *board* USRP (lihat Gambar 2.23). Oleh sebab itu perlu ditambahkan *filter* untuk memisahkannya. *Filter* tersebut dapat ditambahkan ketika pemrosesan sinyal digital dengan perangkat lunak LabView Communications.

#### 3.4.1 Interkoneksi Perangkat Keras

Perangkat USRP N210 adalah produk National Instrument yang didesain dengan dukungan interkoneksi melalui jaringan berbasis Internet Protokol. Setiap perangkat N210 yang digunakan memiliki *port* RJ45 yang bisa dihubungkan ke komputer dengan kabel *ethernet unshielded twisted pair* (UTP). Protokol yang digunakan adalah TCP/IP dengan kemampuan transmisi data yang cepat dan *reliable*. Hal tersebut sangat diperlukan sebab USRP mengolah data dalam jumlah banyak di waktu yang singkat, dan harus segera dikirim ke *host* agar pemrosesan sinyal digital bisa *realtime*.

LabView menyediakan aplikasi bantu bernama NI-USRP Configuration Utility untuk mendeteksi dan mengatur IP Address tiap USRP yang terhubung dengan *host*. Tampilan awal dari *window* NI-USRP Configuration Utility seperti terlihat pada Gambar 3.21. Dalam tampilan tersebut terlihat ada lima IP Address yang terdeteksi, dan semuanya berada dalam satu *network* yang sama, yaitu 192.168.10.0/24. IP Address komputer atau *host* perlu dikonfigurasi terlebih dahulu agar satu *network* dengan USRP. Selain itu IP Address *host* juga tidak boleh sama dengan IP Address USRP, misalnya 192.168.10.100.

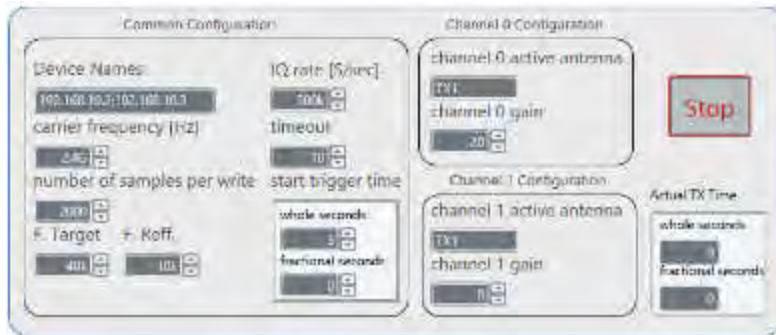


**Gambar 3.21** Tampilan awal NI-USRP Configuration Utility.

### 3.4.2 Sistem TX Target dan TX Referensi

Pemrosesan sinyal digital dari USRP dilakukan dengan LabView Communications, yang merupakan bahasa pemrograman berbasis GUI. Dimana setiap perintah atau fungsi diwakili dengan blok-blok diagram yang bisa di-*drag and drop*. Terdapat tampilan *Panel* dan *Diagram* untuk memudahkan user. File program LabView disimpan dengan format *gvi*, dimana dalam satu *Project* hanya diperbolehkan membuat satu file *gvi* utama (*main*), dan yang lainnya sebagai sub-fungsi.

Dalam tugas akhir ini pengolahan sinyal digital ditekankan pada sisi penerima (RX), sedangkan pengirim (TX) hanya berfungsi membangkitkan dan mengirim sinyal *tone* kontinu. Sehingga hanya diperlukan satu file *gvi* saja untuk mengontrol USRP TX target dan TX referensi. Walau secara perangkat lunak menggunakan program yang sama, namun secara perangkat keras keduanya saling independen bahkan terletak di jarak yang jauh. Dimana TX target mengirimkan sinyal *tone* ke penerima melalui udara, sedangkan TX referensi mengirimkan sinyal *tone* ke penerima melalui kabel jumper yang langsung dihubungkan ke port RX2 di setiap USRP penerima. Kedua sinyal *tone* tersebut menggunakan frekuensi yang berbeda sehingga walau dalam penerima tercampur masih bisa dipisahkan kembali menggunakan *filter* digital yang telah disediakan oleh LabView.



**Gambar 3.22** Tampilan panel LabView TX target dan referensi.

Terdapat beberapa parameter yang perlu dikonfigurasi agar USRP bisa beroperasi, yaitu *carrier frequency*, *number of sample per write*, *IQ rate*, *channel*, *gain*, *active antenna*, dan *baseband frequency* (lihat Gambar 3.22). Keterangan lebih detail mengenai fungsi parameter di atas dapat dilihat pada Tabel 3.5.

**Tabel 3.5** Keterangan parameter USRP di LabView.

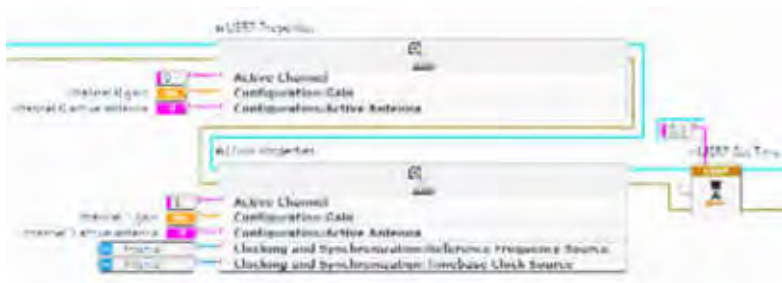
Parameter	Keterangan
<i>Carrier frequency</i>	Frekuensi <i>bandpass</i> yang digunakan untuk mentransmisikan data di udara (RF).
<i>Number of sample per write</i>	Jumlah sample data yang akan dikirim dalam satu waktu.
<i>IQ rate</i>	Laju data In-Phase dan Quadrature. Digunakan untuk menentukan banyak sampling data dalam satu detik.
<i>Channel</i>	Sebagai penentu USRP mana yang sedang dipakai / dioperasikan.
<i>Gain</i>	Penguatan sinyal sebelum ditransmisikan di udara (lihat Tabel 2.4)
<i>Active antena</i>	Setiap USRP memiliki dua buah <i>port</i> antenna, yaitu TX01/RX01 dan RX02. Parameter ini berfungsi untuk memilih <i>port</i> mana yang akan digunakan.



Sedangkan untuk tampilan diagram untuk inisialisasi awal USRP dapat dilihat pada Gambar 3.23. Blok *Open Tx Session* digunakan setiap kali akan koneksi ke USRP sebagai mode pengirim. Selanjutnya dilakukan penentuan *channel* untuk setiap USRP, dalam hal ini TX target dengan IP Address 192.168.10.2 memakai *channel 0*, dan TX referensi dengan IP Address 192.168.10.3 menggunakan *channel 1*. Blok *Configure Time Start Trigger* juga perlu ditambahkan sebab waktu mulai *clock* antara USRP perlu disinkronkan agar proses *sampling* data dilakukan bersamaan.

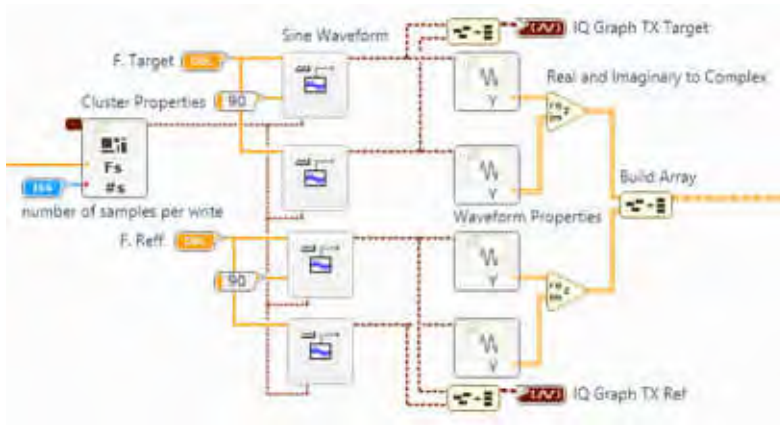


**Gambar 3.23** Tampilan diagram inisialisasi awal USRP transmitter.



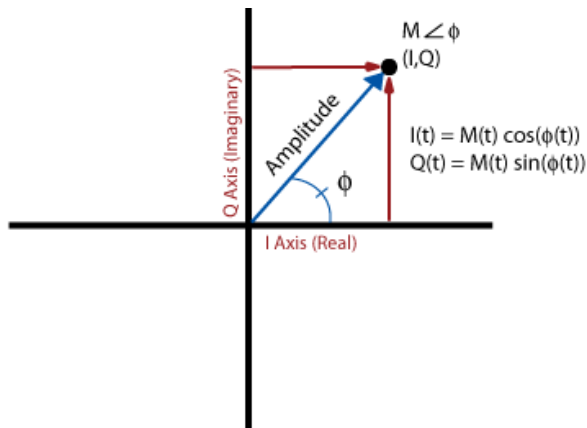
**Gambar 3.24** Diagram LabView untuk Properties USRP.

Tampilan diagram untuk pengaturan beberapa parameter USRP dapat dilihat pada Gambar 3.24. Konfigurasi USRP yang lebih dari satu dalam LabView dilakukan secara serial, dimana Blok *niUSRP Properties* yang atas dengan *Active Channel 0* untuk TX target dikonfigurasi terlebih dahulu, selanjutnya baru blok untuk TX referensi. Karena TX target dan referensi tidak perlu sinkronisasi, maka pada bagian *Reference Frequency Source* dan *Timebase Clock Source* dipilih *Internal*. Secara *default* jika bagian tersebut tidak diatur maka USRP akan menggunakan *clock internal* secara otomatis. Terdapat beberapa pilihan sumber sinyal untuk sinkronisasi, yaitu *internal*, *MIMO*, *PPS in/Ref in*, dan *GPS*.



**Gambar 3.25** Pembangkitan sinyal tone TX target dan referensi.

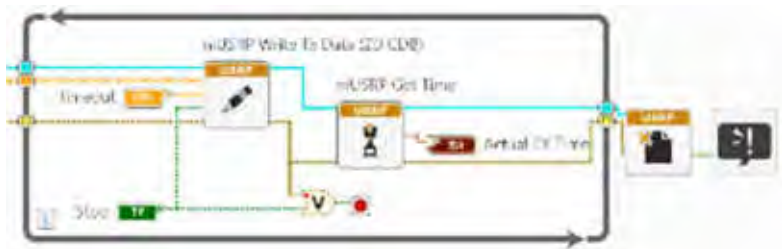
Pembangkitan sinyal tone untuk TX target dan referensi dalam sistem ini dilakukan di sisi LabView dengan bantuan blok *Sine Waveform*. Blok tersebut membutuhkan parameter masukan berupa frekuensi, jumlah sample data, frekuensi *sampling*, dan phase dari sinyal yang akan dibangkitkan. Frekuensi *sampling* didapat dari *IQ rate*, dalam hal ini adalah 500kHz, dengan jumlah sample data sebanyak 2000.



**Gambar 3.26** Konversi sinyal ke bentuk IQ rate.

Pada TX referensi sengaja digunakan frekuensi 10 kHz yang terletak jauh dari pusat spektrum (0 Hz), karena di pusat spektrum masih mengandung magnitudo sinyal RF hasil proses *down-conversion*, yang dapat mengganggu sinyal TX referensi. Selain itu frekuensi TX referensi juga harus jauh dari frekuensi TX target agar mudah ketika dipisahkan di penerima, dalam hal ini TX target menggunakan frekuensi 40kHz, 30 kHz lebih tinggi daripada TX referensi.

USRP mengharuskan bahwa sinyal yang akan dikirim atau diterima harus dalam bentuk *IQ Rate*, atau umumnya secara matematik disebut dengan sinyal kompleks. Perangkat keras USRP memiliki *IQ modulator* dan *demodulator* di dalamnya, bisa dilihat pada Gambar 2.23. Maka sinyal yang dibangkitkan harus dalam bentuk *In-Phase* (riil) dan *Quadrature* (imajiner). Sinyal tone, dengan frekuensi tunggal hanya memiliki bagian riil, tanpa bagian imajiner. Konversi sinyal ke bentuk *IQ rate* dapat dilihat pada Gambar 3.26, dimana sinyal *In-Phase* adalah fungsi dari *cos* dan sinyal *Quadrature* adalah fungsi dari *sin*. Pada Gambar 3.25 digunakan blok *Sine Waveform* untuk membangkitkan sinyal, maka secara otomatis keluaran blok tersebut adalah sinyal *Quadrature*. Sedangkan untuk membuat sinyal *In-Phase* harus digeser phase sebesar  $90^\circ$  agar menjadi sinyal *cos*, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.26.



**Gambar 3.27** Blok penulisan data ke USRP.

Setelah data berbentuk kompleks (keluaran Gambar 3.25), maka data siap ditulis ke USRP dan dikirim ke penerima. Proses pengiriman dilakukan secara terus – menerus dengan menggunakan blok *For Loop* pada LabView, baik TX target ataupun referensi. Penulisan data ke USRP dilakukan dengan blok *Write Tx Data (2D CDB)*, dimana *2D CDB*

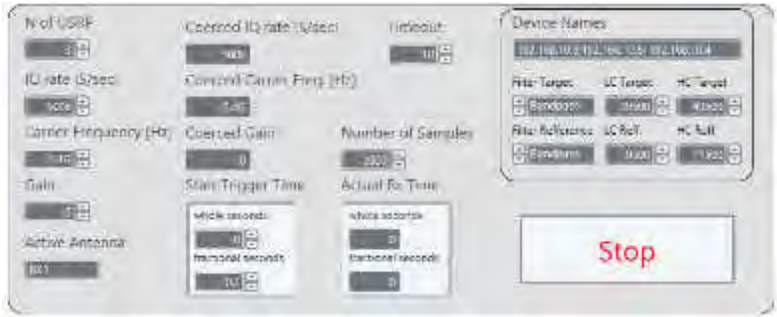
menandakan bahwa data yang dikirim dalam bentuk kompleks *double*, yang terdiri dari vektor 2 dimensi. Vektor 2D tersebut mewakili data untuk *Channel 0* (TX target) dan *Channel 1* (TX referensi). Data array atau vektor dalam LabView dimulai dari indeks 0 dan menuju ke indeks positif. Lebih jelasnya dapat dilihat ilustrasi pada Gambar 3.28, dengan  $D_{00}$  adalah data pertama untuk *Channel 0*, dan  $D_{1N}$  adalah data terakhir dari *Channel 1*, dengan  $N$  adalah *number of sample per write*. Waktu *running* dari perangkat USRP dapat diamati dengan menambahkan blok *niUSRP Get Time* setelah blok pengiriman.

Channel 0	D <sub>00</sub>	D <sub>01</sub>	D <sub>02</sub>	D <sub>03</sub>	...	D <sub>0N</sub>
Channel 1	D <sub>10</sub>	D <sub>11</sub>	D <sub>12</sub>	D <sub>13</sub>	...	D <sub>1N</sub>

Gambar 3.28 Data dalam bentuk 2D CDB.

### 3.4.3 Sistem Penerima (RX)

Sistem *smart antenna* pada tugas akhir ini hanya dilakukan pada sisi penerima, dimana tiga buah USRP dengan masing – masing satu antenna *dipole* disusun secara array paralel (lihat Gambar 2.11-b). Parameter pada penerima harus disesuaikan dengan TX target, yaitu diantaranya *carrier frequency*, *IQ rate*, dan *number of samples*.



Gambar 3.29 Tampilan panel sistem penerima pada LabView.

Pada Gambar 3.29 terdapat parameter *band pass filter* (BPF) di pojok kanan atas. *Filter* BPF tersebut nantinya digunakan untuk memisahkan sinyal dari TX target dan referensi. *Carrier frequency*

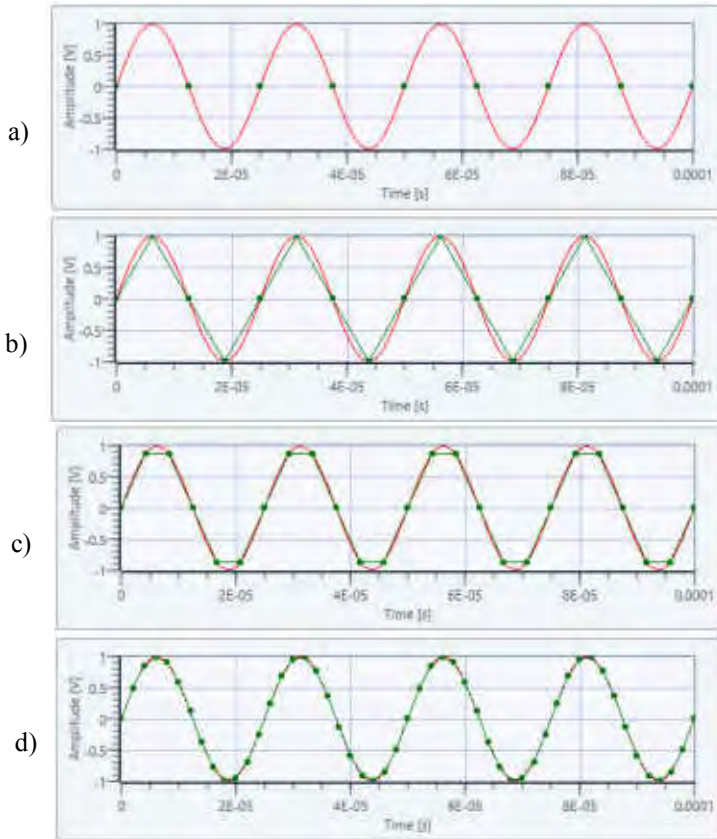
penerima harus sama dengan *carrier frequency* TX agar sinyal yang dikirim di udara bisa diterima dan didemodulasi, dalam hal ini menggunakan kanal ISM di frekuensi 2.4 GHz [9].

Sinyal pada perangkat USRP dinyatakan sebagai sinyal diskrit, dimana sinyal tersebut merupakan hasil *sampling* dari sinyal kontinyu. Resolusi atau bentuk sinyal diskrit tersebut ditentukan oleh frekuensi *sampling*. Pada USRP istilah *IQ rate* digunakan untuk menentukan waktu *sampling* dalam satu detik (disebut juga frekuensi *sampling*), dan harus sama persis dengan *IQ rate* pengirim agar data yang diterima tidak berubah. Penentuan nilai frekuensi *sampling* ini harus memenuhi persyaratan minimal *Nyquist* (3.6) agar tidak terjadi *aliasing*.

$$F_{\text{sampling}} \geq 2 F_{\text{informasi}} \quad 3.6$$

Nilai frekuensi *sampling* pada (3.6) adalah nilai minimum, semakin besar frekuensi *sampling* yang digunakan maka resolusi sinyal semakin tinggi. Gambar 3.30 merupakan beberapa contoh bentuk sinyal akibat nilai frekuensi yang bervariasi. Bentuk sinyal dengan menggunakan aturan minimum *Nyquist* hanya men-*sampling* sinyal tone sebanyak dua kali untuk satu periode, dan jika dilihat maka sinyal akan bernilai 0 disepanjang rentang waktu (Gambar 3.30-a). Ketika dinaikkan dengan  $F_s$  sebesar 4 kali  $F_i$ , bentuk sinyal menjadi segitiga (Gambar 3.30-b). Seiring bertambahnya nilai  $F_s$  membuat sinyal hasil *sampling* menyerupai sinyal informasi asli. Dalam tugas akhir ini dipilih frekuensi *sampling* sebesar 500kHz, dengan frekuensi informasi (sinyal TX target) sebesar 40kHz, lebih jelasnya dapat dilihat pada Gambar 3.30-d.

Jumlah *sampling* untuk tiap periode tersebut mempengaruhi pada resolusi phase sinyal. Hal tersebut dapat menyebabkan kesalahan ketika proses *beam steering*. Vektor bobot phase saat *beam steering* digunakan untuk men-*delay* sinyal di tiap elemen array. Sedangkan pada *LabView* proses *delay* phase tersebut dilakukan dengan cara menggeser indeks vektor (atau dalam bahasa pemrograman disebut indeks array). Dimana setiap indeks array tersebut berisi informasi magnitude dari sinyal ter-*sampling* yang ditandai dengan titik warna hijau pada Gambar 3.30. Periode pengambilan *sampling* tersebut selalu konstan mengikuti periode dari frekuensi *sampling*. Terlihat bahwa Gambar 3.30-d memiliki titik ter-*sampling* lebih banyak dibanding Gambar 3.30-a karena penggunaan frekuensi *sampling* yang berbeda.



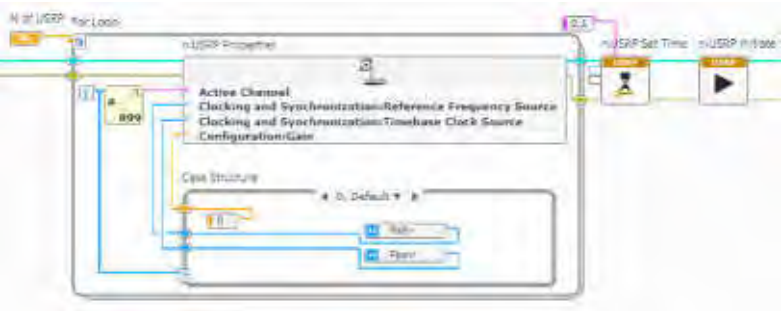
**Gambar 3.30** Pengaruh variasi frekuensi *sampling* ( $F_s$ ) pada bentuk sinyal. (a)  $F_s=2F_i$ , (b)  $F_s=4F_i$ , (c)  $F_s=6F_i$ , dan (d)  $F_s=12.5F_i$ .

Berbeda dengan sistem TX target dan referensi sebelumnya, pada *receiver* perlu dilakukan sinkronisasi phase dengan sangat teliti sehingga sistem *beamforming* bisa bekerja [17]. Proses sinkronisasi tersebut membuat bagian *receiver* lebih kompleks dengan tambahan perangkat berupa *OctoClock* dan *TX referensi*. Tidak hanya kompleks dalam pengkabelan perangkat keras, secara perangkat lunak juga perlu

konfigurasi khusus. Berdasarkan konfigurasi perangkat keras pada Gambar 3.20, *RX 0* dan *RX 1* dihubungkan langsung ke *OctoClock* dengan kabel jumper, sedangkan *RX 2* terhubung ke *RX 1* melalui kabel MIMO. LabView harus menyesuaikan dengan konfigurasi tersebut, parameter yang harus dikonfigurasi untuk setiap USRP dapat dilihat pada Tabel 3.6 dan secara diagram pada Gambar 3.31.

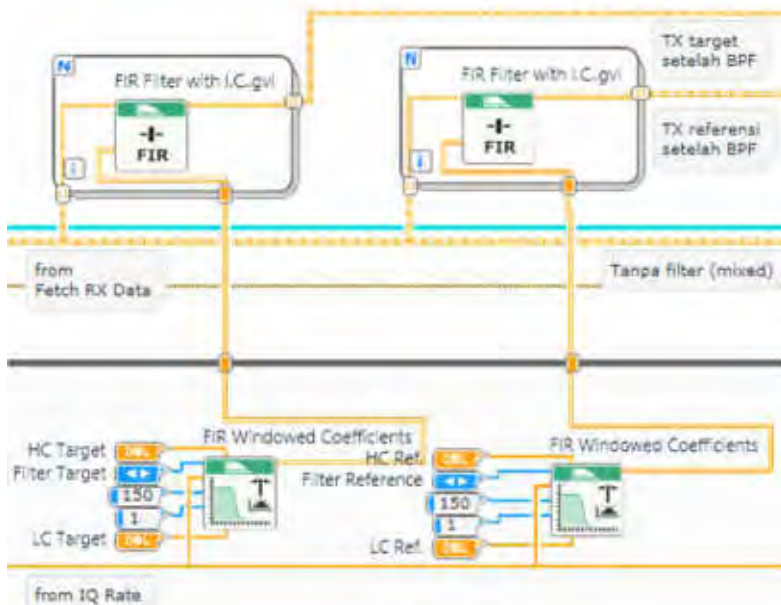
**Tabel 3.6** Konfigurasi parameter sinkronisasi di penerima.

USRP Penerima	Reference Frequency Source	Timebase Clock Source
Channel 0 (RX 0)	RefIn	PpsIn
Channel 1 (RX 1)	RefIn	PpsIn
Channel 2 (RX 2)	MIMO	MIMO



**Gambar 3.31** Blok konfigurasi parameter sinkronisasi USRP receiver.

Pada LabView penerima proses konfigurasi untuk tiap USRP dilakukan secara serial dengan memanggil blok *niUSRP Properties* dua kali (lihat Gambar 3.24). Blok *For Loop* pada LabView dapat dimanfaatkan untuk melakukan perulangan fungsi program yang sama, sehingga lebih praktis dan mudah dalam analisa program. LabView penerima memanfaatkan blok tersebut dengan perulangan sebanyak tiga kali (variable *N of USRP*), dengan perbedaan konfigurasi diselesaikan menggunakan blok *Case Structure* (lihat Gambar 3.31). Hal yang perlu diperhatikan lagi untuk sinkronisasi banyak USRP adalah blok *niUSRP Set Time*. Hanya *channel* yang terhubung ke *OctoClock* saja yang perlu menggunakan blok tersebut, sedangkan yang terhubung ke MIMO tidak perlu.



**Gambar 3.32** Diagram *filter* pada LabView penerima.

Setelah melewati blok *niUSRP Fetch RX Data (2D CDB)* yang berfungsi mengambil data yang diterima oleh USRP dari udara. Data tersebut perlu di-*filter* untuk memisahkan antara sinyal TX target dan referensi. LabView menyediakan dua jenis *filter* digital, yaitu *Infinite Impulse Response (IIR)* dan *Finite Impulse Response (FIR)*. Pada penerima digunakan jenis *filter* FIR dengan memanggil blok *FIR Filter with I.C.* Blok tersebut memerlukan *initial condition* yang dibangkitkan melalui blok *FIR Windowed Coefficients*. Koefisien *filter* tersebut hanya perlu diinisialisasi sekali saja di awal program dan ditempatkan di luar blok *For Loop* utama, sehingga meringankan proses eksekusi program. Mengenai parameter yang diperlukan oleh *filter* dapat dilihat pada Tabel 3.7.

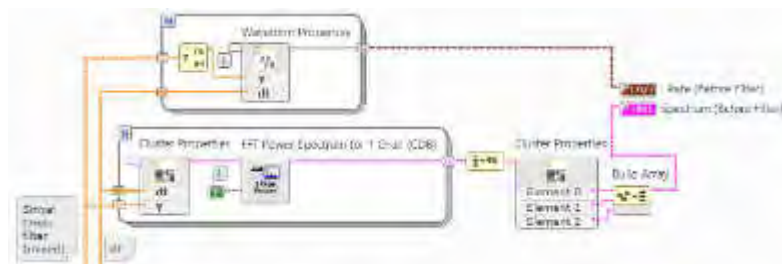


**Tabel 3.7** Parameter *filter* di penerima.

Parameter <i>filter</i>	Sinyal yang di- <i>filter</i>	
	TX target	TX referensi
Jenis <i>filter</i>	BPF	BPF
Frekuensi <i>sampling</i>	500 kHz	500 kHz
<i>Window</i>	<i>Rectangular</i>	<i>Rectangular</i>
<i>Taps</i>	150	150
<i>Low cut off frequency</i>	39.5 kHz	9.5 kHz
<i>High cut off frequency</i>	40.5 kHz	11.5 kHz

Parameter *taps* merupakan orde *filter* digital yang menentukan kecuraman respon *filter*. Semakin besar nilai *taps* maka semakin sempit respon *filter*, sehingga sinyal keluaran *filter* dapat direkonstruksi lagi seperti sinyal awal tanpa ada distorsi. Namun jika nilai *taps* terlalu besar akan memerlukan waktu komputasi yang lebih lama, dan sinyal yang *ter-delay* akan lebih banyak.

Data hasil keluaran blok *Fetch RX Data* sudah dalam domain waktu, sehingga sudah bisa langsung di-*plot*. Akan tetapi hal tersebut membuat sumbu-x berisi keterangan nomor indeks vektor atau indeks sample dari data. Maka dari itu perlu ditambahkan blok *Waveform Properties* (lihat Gambar 3.33) yang berisikan informasi waktu yang diperlukan untuk satu kali *sampling* (*dt*). Nilai *dt* tersebut adalah periode dari *IQ rate* atau dapat dirumuskan dengan  $dt = 1 / IQrate$ . Dengan demikian sumbu-x dari grafik sekarang berubah menjadi informasi waktu.



**Gambar 3.33** Diagram untuk *plot* sinyal.

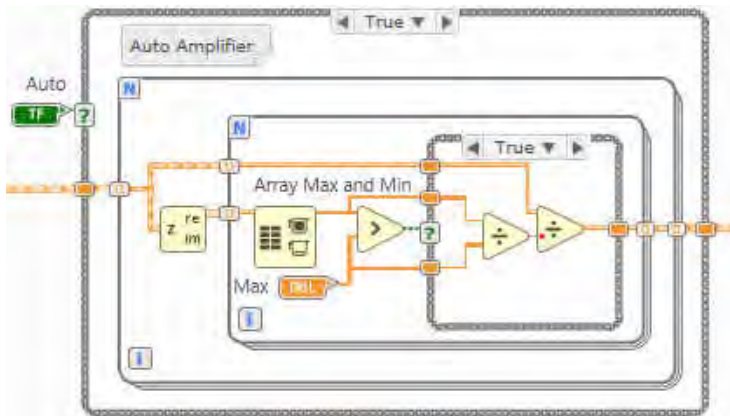
*Plot* sinyal dalam domain frekuensi memerlukan penambahan blok *FFT Power Spectrum for 1 Chan (CDB)*. Blok tersebut hanya bisa

digunakan untuk data dari 1 *channel*, sehingga diperlukan blok *For Loop* untuk mengatasinya. Semua elemen keluaran dari *loop* yang masih terpisah digabungkan kembali dengan blok *Build Array*. *Plot* data dalam domain frekuensi ini digunakan untuk mempermudah pengamatan kinerja *filter FIR* yang sudah didesain sebelumnya.

Selain dengan blok-blok fungsi yang disediakan oleh *LabView* untuk membuat program, *LabView* juga menyediakan fitur *MathScript*. Fitur tersebut dapat meng-*compile* file MatLab dengan ekstensi “.m” tanpa harus membuka perangkat lunak MatLab. Dalam tugas akhir fitur *MathScript* digunakan untuk me-*running* file *phasesyn.m* [17] yang berfungsi mensinkronkan phase tiap USRP penerima berdasarkan acuan sinyal TX referensi. Metode ini sangat diperlukan untuk mengatasi ambiguitas phase dalam sistem *beamforming* menggunakan USRP [17]. Pada Gambar 3.34 variabel masukan ke *MathScript* adalah sinyal TX target dan referensi. Dengan keluaran berupa variabel *m2* dan *direct2* berupa sinyal hasil sinkronisasi.



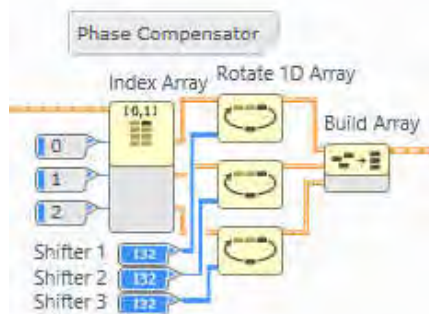
**Gambar 3.34** Penggunaan *MathScript* pada *LabView*.



**Gambar 3.35** Diagram fungsi blok *auto amplifier*.

Teori antenna array pada sub-bab 2.2 selalu mengasumsikan nilai amplitude sinyal yang diterima oleh tiap elemen dengan seragam, atau bernilai 1. Tetapi dalam kenyataanya, nilai tersebut tidak selalu sama, akibat adanya perbedaan lintasan atau redaman sinyal TX target ke setiap antenna penerima. Dengan magnitude sinyal yang tidak sama di setiap elemen array, akan menyebabkan *amplitude tapering* tidak optimal. Oleh sebab itu perlu dibuat algoritma untuk menyamakan level magnitude sinyal terima pada seluruh USRP. Gambar 3.35 merupakan implementasi algoritma tersebut pada diagram *LabView*.

Prinsip kerjanya adalah dengan menentukan terlebih dahulu level magnitude maksimum pada variable *Max*, dalam hal ini bernilai 0.2V. Rasio antara level sinyal maksimum dengan nilai *Max* dihitung untuk proses berikutnya. Sinyal masukan kemudian diperiksa, jika level sinyal lebih dari nilai *Max*, maka level sinyal akan dilemahkan menjadi 0.2V (membagi dengan rasio). Tetapi bila level sinyal kurang dari nilai *Max*, maka sinyal akan dikuatkan menjadi 0.2V (mengali dengan rasio).

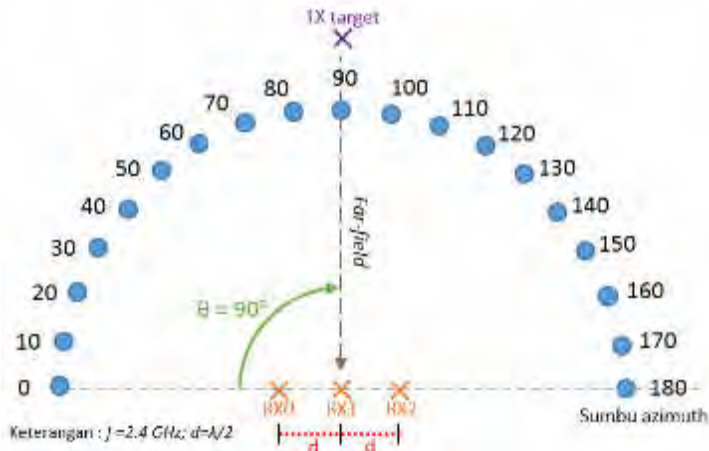


**Gambar 3.36** Diagram fungsi blok *phase compensator*.

Dengan tambahan perangkat TX referensi, phase sinyal terima di setiap elemen array menjadi sinkron dan tetap stabil ketika program *LabView* dijalankan. Namun ketika program *LabView* dimatikan dan dijalankan kembali, terdapat perbedaan waktu awal mulai sinyal pada elemen array yang langsung terhubung ke *OctoClock* (melalui kabel *jumper*). Sehingga perlu ditambahkan algoritma untuk mengkompensasi perbedaan phase tersebut, dengan blok *phase compensator* pada Gambar 3.36. Prinsip kerjanya dengan menggunakan blok *Rotate 1D Array* untuk

memutar vektor dari data sinyal. Variable masukkan *Shifter 1,2*, dan *3* berisi nilai pergeseran vektor pada tiap *channel*, yang harus dimasukkan dan diatur secara manual ketika program pertama kali dijalankan, sebelum melakukan pengukuran.

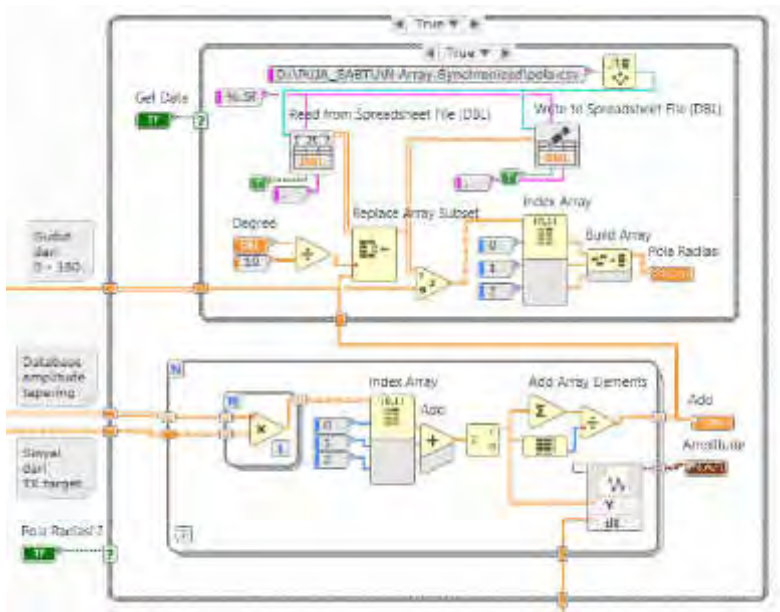
Pada sisi perangkat keras, proses kompensasi phase tersebut dilakukan ketika array menghadap sudut  $90^\circ$  (*broadside*) dan posisi TX target juga di sudut  $90^\circ$  pada jarak *far-field* (lihat Gambar 3.37). Sehingga berdasarkan teori antenna, sinyal yang dikirim oleh TX target diterima setiap elemen array sebagai gelombang datar, dengan phase yang sama. Kondisi tersebut akhirnya digunakan untuk menyamakan phase tiap elemen array, sehingga sistem dapat digunakan untuk pengukuran lebih lanjut.



**Gambar 3.37** Konfigurasi perangkat saat proses kompensasi phase.

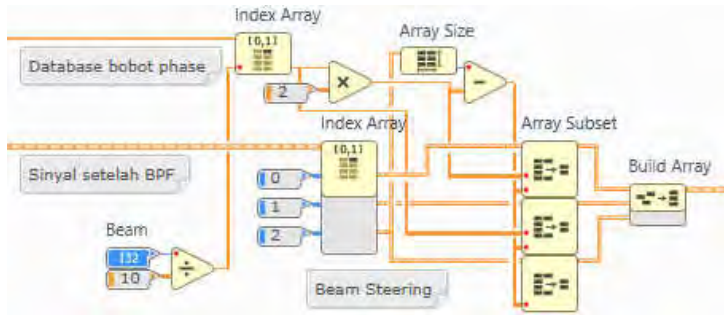
Bobot amplitude untuk metode Dolph-Chebyshev dan Taylor dibangkitkan menggunakan program MatLab pada Tabel 3.4 dan disimpan dengan format “.csv”. File tersebut selanjutnya dipanggil dengan *LabView* untuk proses *amplitude tapering* atau *amplitude illumination*. Proses tersebut dilakukan dengan menentukan terlebih dahulu sudut yang akan diukur pada variabel *Degree*, dan secara perangkat keras posisi array dihadapkan pada sudut tersebut. Program *LabView* selanjutnya akan mengalikan data sinyal setiap elemen array

dengan vektor bobot amplitudo. Data sinyal setiap elemen array dijumlahkan dan dihitung level amplitudo rata-ratanya. Level tersebut yang akhirnya dijadikan nilai pola radiasi untuk sudut yang sedang diamati. Proses tersebut dilakukan terus – menerus sambil memutar antenna array penerima dari sudut  $0^\circ$  sampai  $180^\circ$  (lihat Gambar 3.41). Data hasil pengukuran pola radiasi tersebut disimpan ke dalam file “.csv” dengan blok *Write to Spreadsheet File (DBL)* untuk pemrosesan selanjutnya di *MatLab*.



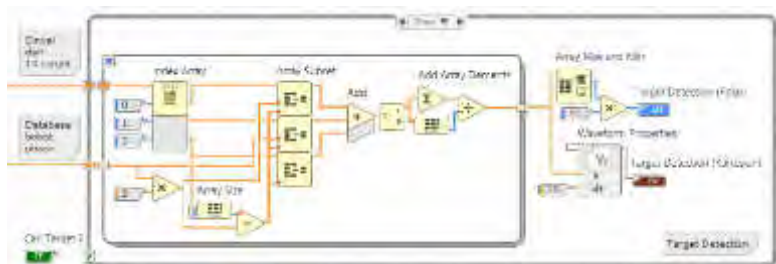
**Gambar 3.38** Blok *amplitude tapering* dan *plot pola radiasi*.

Penggunaan blok *Switch Case* pada Gambar 3.38 dengan tombol masukan berupa “Pola Radiasi ?” dan “Get Data” ditujukan untuk mengurangi proses komputasi pada program LabView. Sehingga dengan adanya tombol tersebut, program dapat memilih mode pengukuran. Dalam tugas akhir ini mode pengukuran tersebut adalah pola radiasi dan deteksi jarak.



**Gambar 3.39** Diagram fungsi blok *beam steering*.

Database vektor bobot phase dari Tabel 3.1 digunakan untuk mengarahkan pancaran *main beam* ke sudut yang diinginkan. Pada LabView proses tersebut dilakukan dengan menggeser indeks vektor dari data sinyal. Sehingga diperlukan konversi antara pergeseran phase ke lebar indeks vektor. *Beam steering* berputar menuju elemen dengan phase sinyal yang tertinggi.



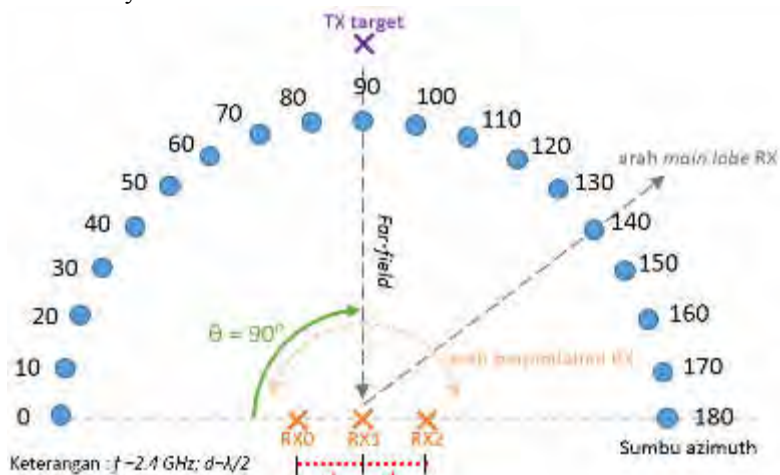
**Gambar 3.40** Diagram fungsi blok deteksi target.

Vektor bobot phase dari Tabel 3.1 selanjutnya digunakan untuk mengontrol arah pancaran *main beam* ke sudut tertentu. Data sinyal dalam LabView direpresentasikan sebagai vektor atau array, bukan sinyal. Blok *Array Subset* memiliki fungsi yang sama dengan blok *Rotate 1D Array*, yaitu menggeser indeks data sinyal. Menggeser indeks data sama halnya dengan menggeser phase sinyal. Sehingga perlu ada konversi antara beda phase dengan lebar indeks data. Hasil deteksi target pada Gambar 3.40 di-plot pada grafik polar dan kartesian untuk mempermudah dalam pengamatan.



pengukuran pola radiasi ini yang diputar adalah antenna array penerima, sedangkan antenna pengirim dalam keadaan diam di sudut  $90^\circ$ . Selanjutnya elemen array diputar sejauh  $\pm 90^\circ$  dari sudut *broadside* dengan interval putaran  $10^\circ$ . Antena array diputar dengan bantuan *rotator acrylic* agar letak penempatan dan jarak antar elemen tidak berubah. Pengukuran pola radiasi ini diawali dengan mensinkronkan phase tiap elemen array terlebih dahulu (lihat Gambar 3.37), sehingga data pertama yang terukur adalah untuk sudut  $90^\circ$ .

Pengukuran *beam steering* sama halnya dengan pengukuran pola radiasi saat tanpa *beam steering* (*broadside* array). Hanya saja pada kasus ini pancaran *main beam* diarahkan ke sudut tertentu dahulu kemudian diukur pola radiasi dari antena array. Pengarahan sudut tersebut dilakukan secara elektronis dengan program LabView, bukan dengan memutar fisik antena array.



**Gambar 3.42** Skenario pengukuran pola radiasi *beam steering*.

Contoh skenario pengukuran pola radiasi dengan *beam steering* di Gambar 3.42, dimana *main beam* diarahkan ke sudut  $140^\circ$ , maka perbedaan phase yang harus diatur ke setiap elemen array adalah seperti di Tabel 3.8. Setelah beam diarahkan secara elektronis, selanjutnya dilakukan pengukuran pola radiasi dengan memutar antena array penerima sejauh  $\pm 90^\circ$  dari sudut *broadside* dengan interval putaran  $10^\circ$ .

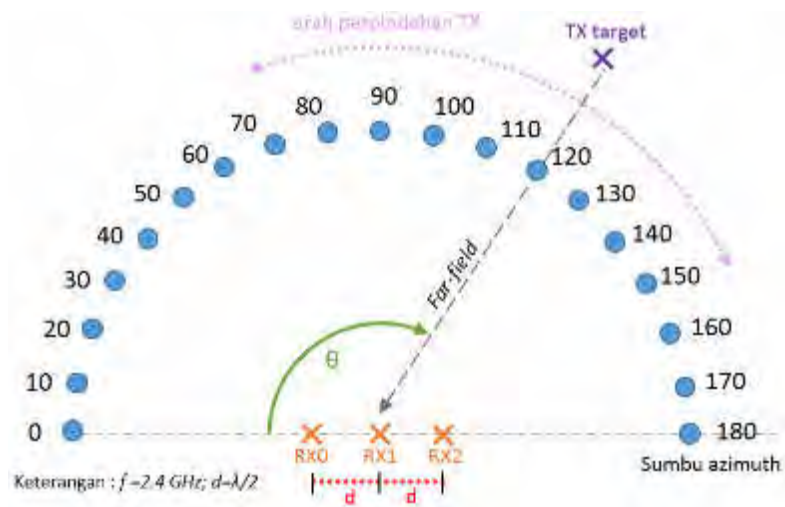


**Tabel 3.8** Beda phase tiap elemen untuk sudut pancaran 140°.

Elemen Array	RX0	RX1	RX2
Phase (rad)	4.8132	2.4066	0.0000

### 3.5.2 Skenario 2 : Deteksi Target

Skenario deteksi target ini merupakan pengembangan dari skenario *beam steering* sebelumnya. Perbedaannya kali ini yang di pindahkan adalah TX target, bukan antenna array. Setelah lokasi dari TX target ditentukan, kemudian pada sisi penerima secara elektronis (program) akan melakukan proses *scanning*. Prinsip kerjanya adalah dengan melakukan *beam steering* ke semua sudut, kemudian mencari level magnitude terbesarnya. Pada sudut tersebutlah akhirnya lokasi TX target diduga berada.



**Gambar 3.43** Skenario pengukuran deteksi target.

Ilustrasi proses deteksi target dapat dilihat pada Gambar 3.43, dengan posisi TX target berada di sudut 120° dalam jarak *far-field*. Proses deteksi ini dilakukan secara program, tidak perlu memutar antenna array secara fisik, sehingga tidak membutuhkan waktu yang lama.

Pengukuran untuk sistem *smart* antena ini dilakukan di area parkir jurusan teknik elektro FTI-ITS. Pemilihan tempat didasarkan pada area yang luas dan sedikit penghalang. Pengambilan data dilakukan pada malam hari untuk meminimalisir gangguan akibat orang yang lalu-lalang atau mesin kendaraan. Antena array diletakkan di tengah area parkir dengan letak TX target berada dalam jarak *far-field*. Di sebelah utara dan selatan area pengukuran terdapat gedung setinggi empat lantai, di sisi timur adalah pintu masuk ke FTI, dan di sebelah barat terdapat gedung dua lantai.



## BAB IV

### PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

Pengujian ini dilakukan untuk mengimplementasikan hasil perancangan sistem dengan perangkat keras USRP sehingga kinerja sistem dapat diamati secara riil. Data pengukuran selanjutnya dibandingkan dengan data simulasi untuk membandingkan kinerja *Dolph-Chebyshev* dengan *Taylor*.

#### 4.1 Parameter Evaluasi Sistem

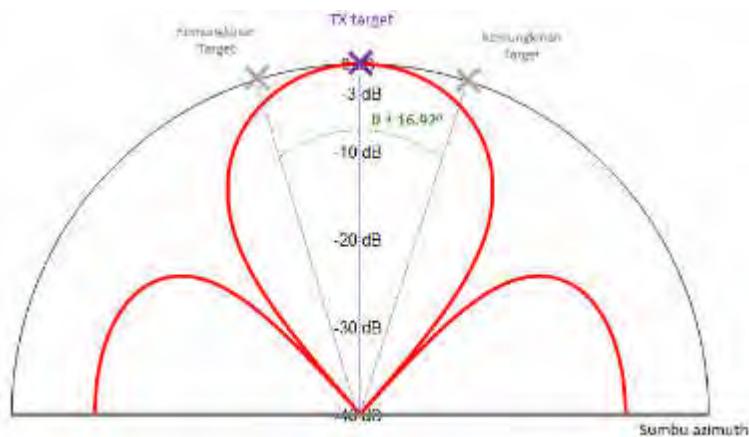
Kualitas kinerja dari deteksi target pada sistem *smart* antenna ini dipengaruhi oleh faktor akurasi sudut deteksi. Faktor tersebut digunakan untuk mengevaluasi atau mengkompensasi hasil pengukuran sehingga meminimalisir kesalahan. Array penerima yang digunakan pada sistem ini tersusun dari tiga buah antena dipole linier dengan jarak antar elemen  $\lambda/2$ , sehingga  $Nd \gg \lambda$ . Maka saat kondisi ULA, HPBW mendekati *broadside* array dapat dihitung melalui pendekatan berikut :

$$\begin{aligned}
 HPBW &\approx 0.886 (\lambda/Nd) \csc \theta_0 \\
 &\approx 0.886 \frac{\lambda}{3 (\lambda/2)} \csc 90^\circ \\
 &\approx 0.886 (2/3) \csc 90^\circ \\
 &\approx 33.84^\circ
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

dan untuk *end-fire*,

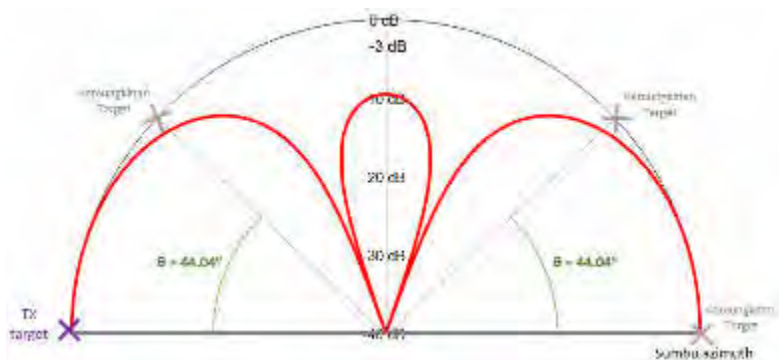
$$\begin{aligned}
 HPBW &\approx 2\sqrt{0.886 (\lambda/Nd)} \\
 &\approx 2\sqrt{0.886 \frac{\lambda}{3 (\lambda/2)}} \\
 &\approx 2\sqrt{0.886 (2/3)} \\
 &\approx 88.07^\circ
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Sehingga jika deteksi target dilakukan berdasarkan HPBW, maka akurasi sudut tiap target yang mendekati *broadside* adalah  $\theta \pm 16.92^\circ$  (lihat Gambar 4.1). Sedangkan akurasi untuk target pada sudut *end-fire* (sudut  $0^\circ$  atau  $180^\circ$ ) adalah  $\theta \pm 44.04^\circ$ . Hal tersebut membuat deteksi target di sudut *end-fire* akan memiliki *error* yang lebih besar dari pada target di sudut sekitar *end-fire*.



**Gambar 4.1** Akurasi sudut deteksi target untuk *broadside* array.

Pada tugas akhir interval perpindahan TX target dalam pengukuran adalah  $10^\circ$ , sehingga untuk target di sudut *broadside* memiliki kemungkinan salah deteksi di sudut  $80^\circ$  atau  $100^\circ$ . Ketika target berada di sudut *end-fire* (misal sudut  $0^\circ$ ), memiliki kemungkinan salah deteksi sudut lebih banyak, yaitu di sudut  $10^\circ$  dan  $20^\circ$ . Tidak hanya itu, karena pola radiasi *end-fire* array yang memiliki *main beam* pada sudut  $0^\circ$  dan  $180^\circ$  (lihat Gambar 4.2), menambah kemungkinan *error* deteksi sudut, yaitu di sudut  $160^\circ$ ,  $170^\circ$ , dan  $180^\circ$ . Kemungkinan kesalahan deteksi sudut kasus *broadside* dan *end-fire* dapat dilihat pada Tabel 4.1.



**Gambar 4.2** Akurasi sudut deteksi target untuk *end-fire* array (sudut  $0^\circ$ ).

**Tabel 4.1** Kemungkinan sudut terdeteksi saat *broadside* dan *end-fire*.

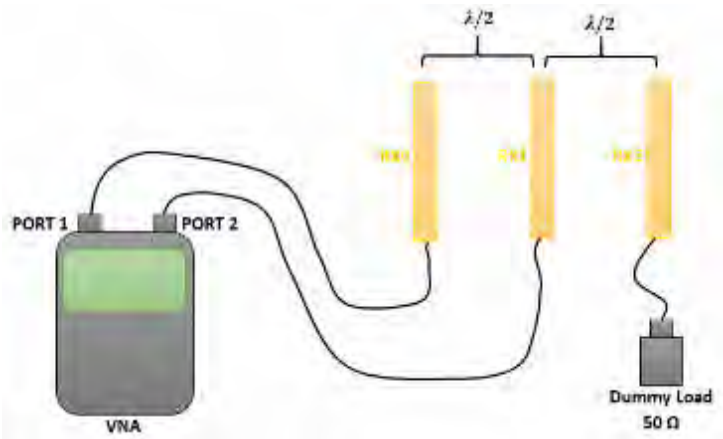
Lokasi Target (°)	Kemungkinan Sudut Yang Terdeteksi (°)
0 ( <i>end-fire</i> )	0, 10, 20, 160, 170, 180
90 ( <i>broadside</i> )	80, <b>90</b> , 100
180 ( <i>end-fire</i> )	0, 10, 20, 160, 170, <b>180</b>

**4.2 Langkah Pengukuran**

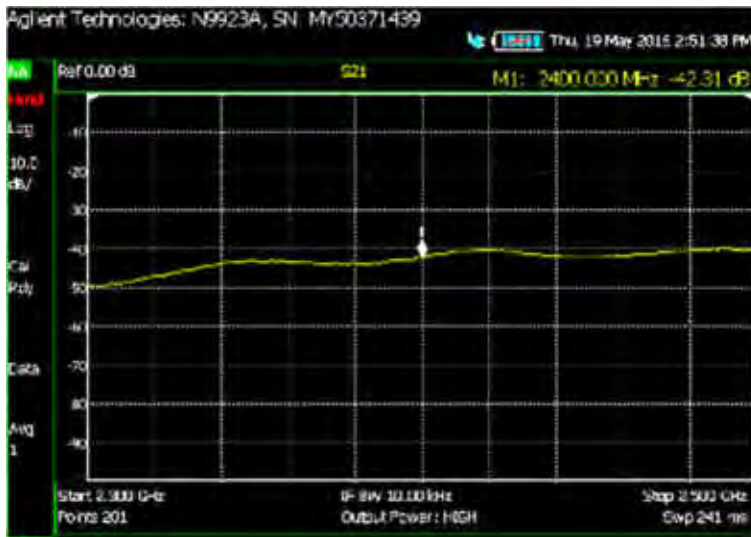
Terdapat beberapa langkah yang harus dilakukan saat pengukuran, sehingga bisa didapatkan data hasil pengukuran yang akurat. Langkah yang paling awal adalah dengan menempatkan TX target pada sudut *broadside* (90°) seperti Gambar 3.37, sehingga bisa dilakukan langkah selanjutnya.

**4.2.1 Pengukuran Efek *Mutual Coupling***

Pengukuran ini dilakukan untuk memeriksa apakah dengan jarak antar elemen yang telah ditentukan sebesar  $\lambda/2$  menimbulkan efek *mutual coupling* atau tidak. Sebab efek *mutual coupling* yang besar dapat mengganggu proses pembentukan *beam* nantinya. Pengukuran ini dilakukan dengan bantuan alat ukur *Vector Network Analyzer* (VNA) dengan konfigurasi perangkat seperti pada Gambar 4.3.



**Gambar 4.3** Pengukuran efek *mutual coupling* dengan VNA.

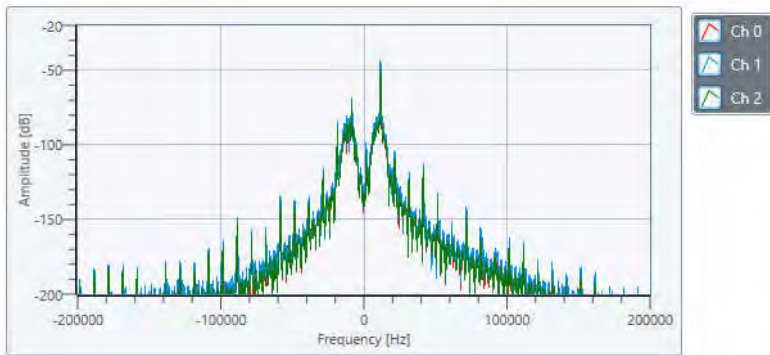


**Gambar 4.4** Hasil pengukuran *mutual coupling*.

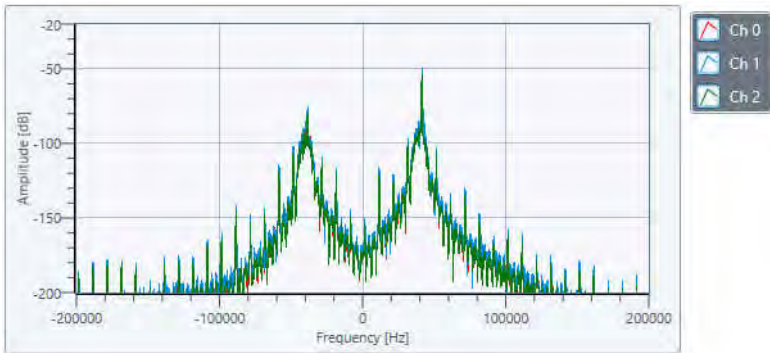
Hasil pengukuran *mutual coupling* dengan konfigurasi pada Gambar 4.3 untuk parameter S21 terukur sebesar -42.31dB. Parameter S21 merupakan koefisien sinyal dari PORT 1 yang berhasil diteruskan ke PORT2, atau dalam kata lain sinyal yang diterima oleh RX1 dari pancaran RX0. Nilai S21 tersebut jika dikonversikan ke linier hanyalah bernilai 0.007. Sehingga jika elemen RX0 memancarkan sinyal dengan magnitude 1V, maka sinyal yang diterima di RX1 sangatlah kecil, yaitu 7mV. Dengan demikian dapat disimpulkan bahwa penggunaan jarak  $\lambda/2$  tidak menimbulkan efek *mutual coupling* yang besar, sehingga bisa digunakan untuk pembentukan *beam* lebih lanjut.

#### 4.2.2 Pemisahan Sinyal dengan *Filter*

Sinyal yang diterima oleh tiap USRP penerima merupakan campuran sinyal dari TX target dan TX referensi, sehingga perlu dipisahkan terlebih dahulu sebelum pemrosesan sinyal digital lebih lanjut. Konfigurasi dari *filter* digital yang digunakan dapat dilihat pada Tabel 3.7. Respon frekuensi sinyal terima pada tiap elemen array dapat dilihat pada Gambar 4.5.



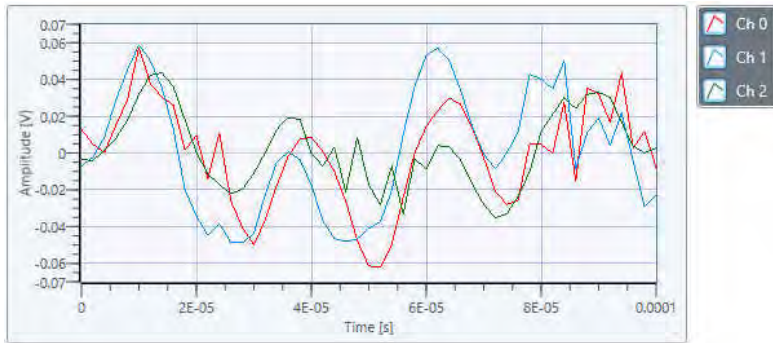
(a)



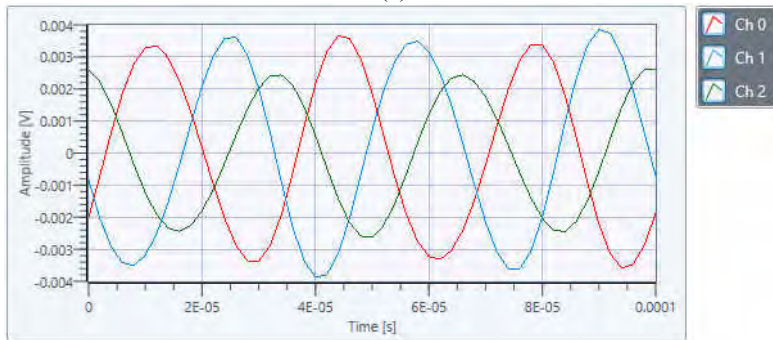
(b)

**Gambar 4.5** Respon frekuensi sinyal tiap array penerima. (a) *Filter* untuk TX referensi (b) *Filter* untuk TX target.

Pada Gambar 4.5-a terlihat bahwa level magnitude untuk frekuensi TX referensi (10 kHz) bernilai -45 dB, sedangkan untuk frekuensi lain dilemahkan oleh *filter* BPF secara signifikan. Selain itu frekuensi dari TX target (40 kHz) juga dilemahkan sampai level -112 dB, atau dalam skala linier adalah  $2 \times 10^{-7}$  kali dari level magnitude di frekuensi 10 kHz. Dengan rasio yang begitu besar membuat sinyal TX referensi tidak terdistorsi oleh sinyal TX target, dan begitu pula sebaliknya untuk Gambar 4.5-b.



(a)



(b)

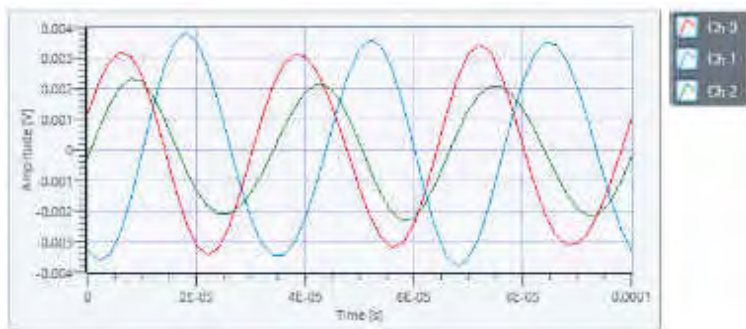
**Gambar 4.6** Pengaruh filter digital pada sinyal TX target. (a) Sinyal sebelum di-*filter*. (b) Sinyal setelah di-*filter*.

Penggunaan *filter* BPF pada sistem *smart* antenna ini dapat mengembalikan sinyal *tone* yang telah terdistorsi oleh *noise* atau sinyal lain (lihat Gambar 4.6). Terlihat bahwa pada Gambar 4.6-a sinyal yang diterima oleh USRP terdistorsi. Sedangkan pada Gambar 4.6-b adalah sinyal TX target dengan frekuensi 40kHz yang berhasil direkonstruksi kembali. Pada tahap ini sinyal yang diterima pada setiap elemen array masih memiliki amplitudo dan phase yang berbeda – beda, oleh sebab itu perlu ditambahkan kompensator amplitudo dan phase untuk menyamakan atau mensinkronkan sinyal.

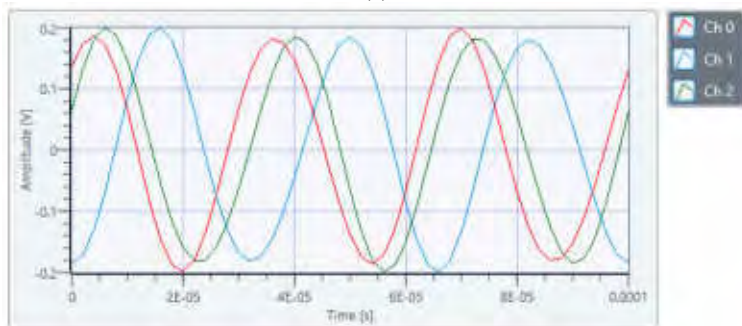


#### 4.2.3 Auto Amplifier

Pada teori antenna array, faktor redaman yang dialami oleh tiap antenna diabaikan dan dianggap seragam. Tetapi dalam kenyataannya, semakin jauh elemen array dari antenna pengirim maka akan mengalami redaman yang lebih besar, sehingga menyebabkan level sinyal terima di setiap elemen berbeda. Selain itu *noise* antar perangkat USRP yang berbeda – beda turut menyumbang variasi redaman. Dan jika tiap sinyal tersebut digunakan untuk proses *beamforming* maka tidak bisa bekerja optimal. Oleh karena itu perlu ditambah *amplifier* otomatis untuk menyesuaikan level magnitude tiap sinyal ke nilai tertentu, atau umumnya dikenal juga dengan *automatic gain control* (AGC).



(a)



(b)

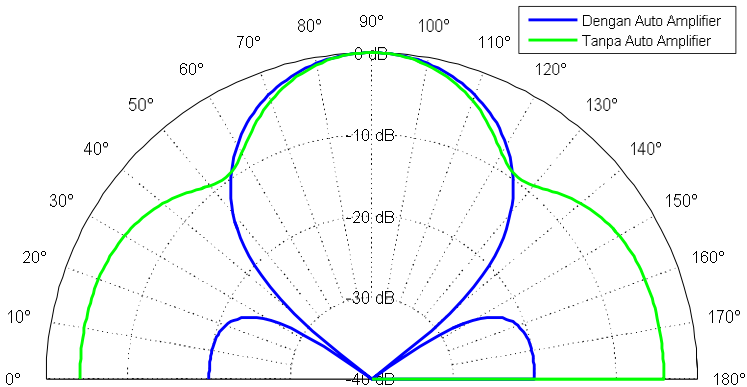
**Gambar 4.7** Pengaruh *auto amplifier*. (a) Sinyal sebelum dikuatkan. (b) Sinyal setelah dikuatkan.

Sinyal tiap elemen array sebelum melewati blok *auto amplifier* memiliki level magnitude yang bervariasi (lihat Gambar 4.7-a). Namun setelah melalui proses penguatan dengan blok *auto amplifier* semua level magnitude sinyal menjadi sama, dalam hal ini nilai tersebut ditetapkan 0.2V. Contoh penerapan aplikasi *beam forming* dengan metode Dolph-Chebyshev untuk level *side lobe* -20 dB dengan level magnitude sinyal tiap elemen tidak sama dapat dilihat pada Gambar 4.8.

**Tabel 4.2** Level magnitude sinyal yang tidak seragam.

Elemen Array	RX0	RX1	RX2
Level Magnitude (V)	0.2	0.1	0.5

Pada Tabel 4.2 terlihat bahwa level magnitude sinyal di tiap elemen bervariasi, sehingga saat dikalikan dengan bobot magnitude Dolph-Chebyshev SLL -20 dB (lihat Tabel 2.1) tidak menghasilkan pola radiasi seperti yang diharapkan. Pada Gambar 4.8 pola radiasi hasil *beam forming* tanpa *auto amplifier* memiliki level *side lobe* -4 dB, padahal level yang diinginkan adalah -20 dB, sehingga dalam kasus ini proses *beam forming* tidak bekerja sesuai yang diharapkan. Maka dari itu blok *auto amplifier* ini perlu ditambahkan pada sistem untuk mengkompensasi magnitude sinyal yang tidak seragam.



**Gambar 4.8** Pengaruh level magnitude yang tidak seragam pada proses *beam forming*.

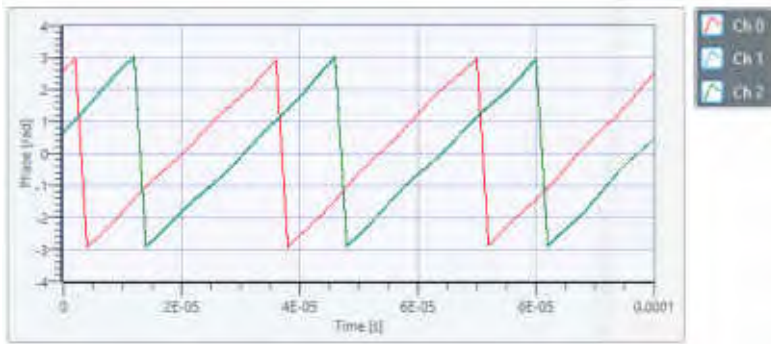
#### 4.2.4 Phase Compensation

Selain kompensasi magnitudo sinyal agar seragam, kompensasi phase sinyal pada tiap elemen array juga perlu diperhatikan. Ilustrasi perambatan gelombang dari TX target ke array penerima di udara dapat dilihat pada Gambar 4.9. Dalam ilustrasi tersebut array diputar sehingga menghadap sudut  $0^\circ$  (lihat Gambar 3.41), sehingga semua elemen array terletak sejajar dengan antenna TX target. Pada kondisi tersebut elemen array RX2 terkena gelombang terlebih dahulu dengan phase  $0^\circ$ , kemudian diikuti oleh RX1 dengan phase  $180^\circ$ , dan terakhir RX0 dengan phase  $360^\circ$  atau  $0^\circ$ . Elemen RX2 dan RX0 untuk kasus ini selalu menerima bentuk gelombang yang sama, sebab bentuk gelombang yang periodik. Sedangkan phase gelombang pada elemen RX1 selalu berbeda  $180^\circ$  dari keduanya. Perbedaan phase tersebut terjadi akibat jarak antar elemen sebesar  $\lambda/2$  atau dalam radian sebesar  $\pi$ .

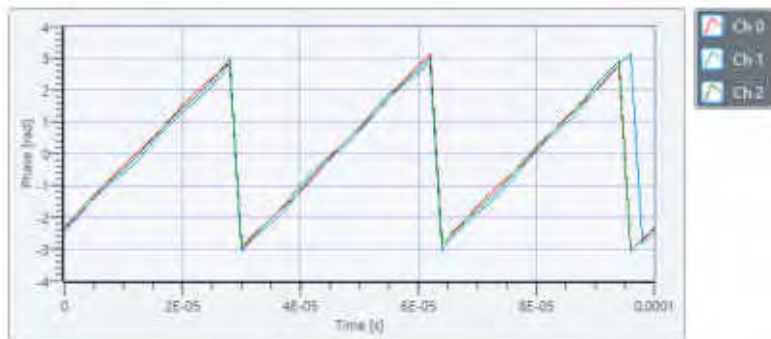


**Gambar 4.9** Perbedaan phase sinyal saat array menghadap sudut  $0^\circ$ .

Sedangkan saat array menghadap ke sudut  $90^\circ$  (lihat Gambar 3.37), secara teori seharusnya gelombang yang sampai pada seluruh elemen array tidak memiliki perbedaan phase, sebab jarak antara TX target ke setiap elemen adalah sama. Jika terdapat perbedaan phase, maka perlu dikompensasi terlebih dahulu agar sinyal yang diterima dapat diproses dengan benar. Phase yang berbeda antar elemen dapat menyebabkan kesalahan ketika sinyal yang telah dikalikan dengan bobot magnitudo dijumlahkan. Hal tersebut dikarenakan sinyal yang dijumlahkan merupakan data kompleks, dengan komponen berupa amplitudo dan phase. Sehingga phase sinyal pada tiap elemen antenna array perlu disinkronkan terlebih dahulu sebelum proses pembobotan amplitudo atau amplitudo *tapering* dilakukan.



(a)



(b)

**Gambar 4.10** Pengaruh *phase compensation*. (a) Phase sinyal sebelum dikompensasi. (b) Phase sinyal setelah dikompensasi.

Gambar 4.10-a merupakan phase sinyal pada tiap elemen array dengan penempatan elemen seperti di Gambar 3.37. Dimana elemen RX0 (*Channel 0*) memiliki phase yang berbeda dengan elemen yang lain, padahal secara teori tidak ada perbedaan phase antar elemen untuk kasus di Gambar 3.37. Perbedaan tersebut dikarenakan USRP menggunakan kabel *jumper* yang berbeda untuk terkoneksi ke *OctoClock*. Elemen RX2 selalu memiliki phase sinyal yang sama dengan RX1 karena terhubung langsung menggunakan kabel MIMO (lihat Gambar 3.20). Perbedaan phase pada *Channel 0* perlu dikompensasi, sehingga phase sinyal di tiap elemen bisa sama seperti ditunjukkan pada Gambar 4.10-b.

#### 4.2.5 Skenario Akuisisi Data Pengukuran

Akuisisi data pengukuran pola radiasi dilakukan sebanyak 3 (tiga) kali untuk setiap level *side lobe* dari -10dB, -20dB, -30dB, dan -40dB, sehingga total pengukuran pola radiasi sebanyak 12 (dua belas) kali. Perulangan pengukuran tersebut dilakukan untuk memverifikasi data yang didapatkan, kemudian diambil data yang paling mendekati teori. Setiap pengukuran pola radiasi ini rata – rata dilakukan selama 5 (lima) menit. Sebab lebih dari itu program *LabView* penerima akan menampilkan pesan *error index out of bounds*. Pesan *error* tersebut muncul karena blok *MathScript* tidak menerima data lagi, atau dalam kata lain terjadi kekosongan data. Proses *beamforming* di sisi penerima membuat *host* melakukan komputasi dengan waktu cukup lama, sedangkan di saat bersamaan USRP selalu menerima data dari udara. *Buffer* pada *host* mengatasi permasalahan tersebut dengan menyimpan sementara data dari USRP yang datang ketika *host* belum siap menerima. Namun ketika *buffer* tersebut sudah penuh, maka data dari USRP akan di-*discard* dan *LabView* mengirim pesan ke USRP untuk memberhentikan proses penerimaan data. Akibatnya tidak ada data yang masuk pada blok *MathScript*, dan akhirnya muncul pesan *error index out of bounds*.

Pengukuran deteksi target dilakukan dengan memindahkan posisi TX target dari sudut 0° sampai 180°, dengan interval 10°. Pada tiap perpindahan sudut tersebut kemudian dilakukan proses deteksi. Selanjutnya percobaan di atas dilakukan kembali sampai sebanyak 10 (sepuluh) kali untuk memverifikasi kinerja deteksi sudut, sehingga total perpindahan TX target adalah  $19 \times 10 = 190$  kali.

#### 4.3 Hasil Pengukuran

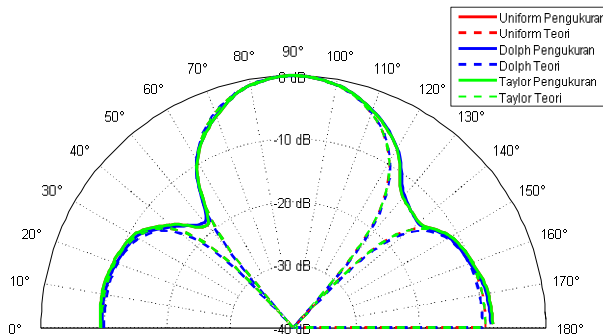
Data pola radiasi hasil *beamforming* disimpan dalam *file* berekstensi .csv dengan informasi berupa koordinat polar (sudut dan magnitudo). Selanjutnya data tersebut diproses dengan *MatLab* untuk menghitung *beamwidth* dan level *side lobe*, hasil perhitungan tersebut kemudian dikomparasi dengan teori. Selain disimpan dalam *file* .csv, pola radiasi tersebut juga ditampilkan langsung pada *LabView*, hanya saja dalam bentuk linier dan belum ternormalisasi.

Proses deteksi target dilakukan secara *realtime* langsung pada program *LabView*, sehingga perpindahan posisi TX target dapat diamati

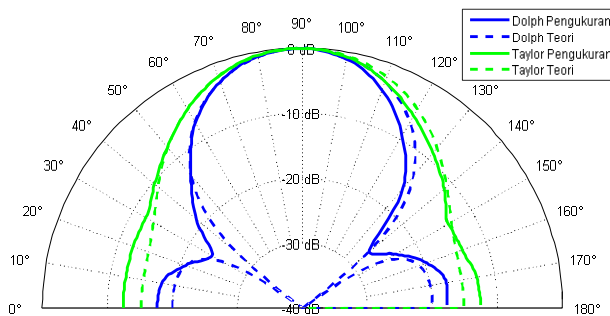
secara langsung. Data hasil deteksi berupa informasi sudut target selanjutnya dicatat secara manual.

#### 4.3.1 Pola Radiasi dengan *Amplitude Tapering*

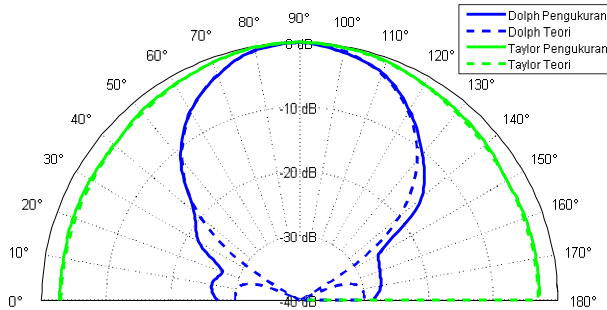
Pola radiasi yang diamati adalah hasil *beamforming* menggunakan metode Dolph-Chebyshev dan Taylor, dengan bobot amplitude keduanya secara berturut – turut dapat dilihat pada Tabel 2.1 dan Tabel 3.4. Pola radiasi untuk array Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor dapat dilihat pada Gambar 4.11, dengan SLL -10dB. Sedangkan pada SLL -20dB, -30dB, dan -40dB pola radiasi Uniform tidak ditampilkan kembali sebab amplitude elemennya selalu seragam, tidak mengalami pembobotan, yang menyebabkan pola radiasinya selalu konstan.



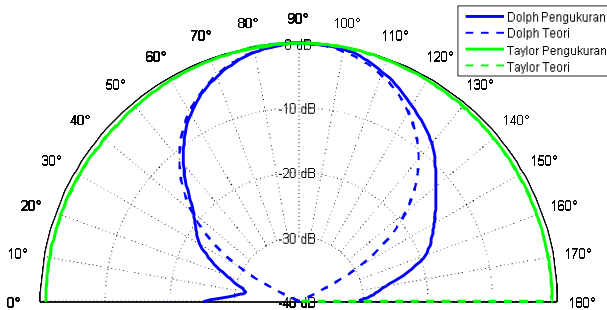
**Gambar 4.11** Pola radiasi *beamforming* untuk SLL -10 dB



**Gambar 4.12** Pola radiasi *beamforming* untuk SLL -20 dB



**Gambar 4.13** Pola radiasi *beamforming* untuk SLL -30 dB

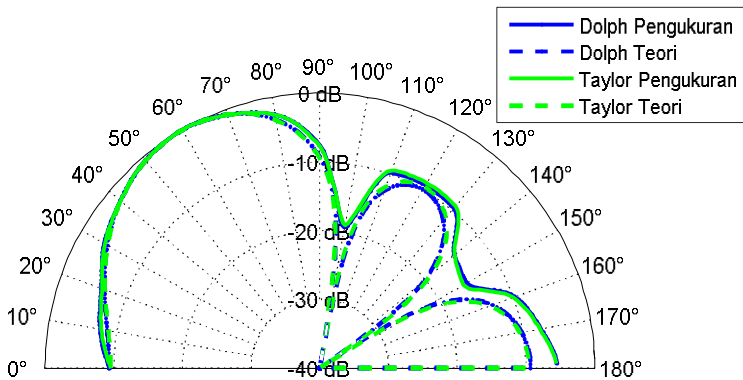


**Gambar 4.14** Pola radiasi *beamforming* untuk SLL -40 dB

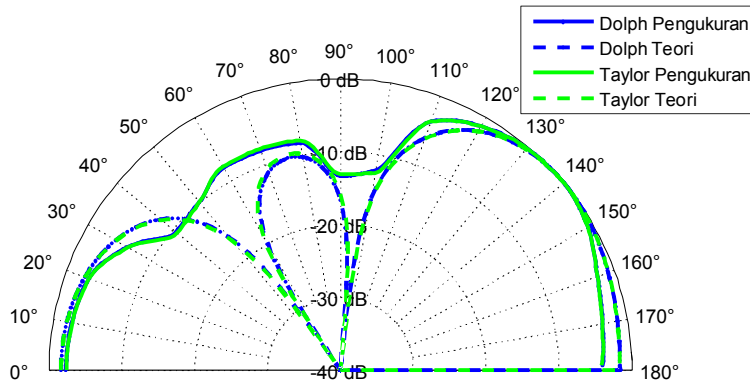
Hasil *beamforming* untuk SLL -20dB, -30dB, dan -40dB secara berturut – turut dapat dilihat pada Gambar 4.12, Gambar 4.13, dan Gambar 4.14. Dalam gambar tersebut hasil pengukuran ditandai dengan garis berbentuk pada (*solid*), sedangkan garis putus – putus (*dashed*) mempresentasikan *beamforming* hasil teori sebagai komparasi.

#### 4.3.2 Pola Radiasi dengan *Beam Steering*

Pengamatan pola radiasi dengan penambahan *beam steering* ini dilakukan pada level *side lobe* -10dB untuk amplitud *tapering* Dolph-Chebyshev dan Taylor. Sedangkan untuk pola radiasi *uniform* mengikuti bentuk pola radiasi Taylor, dimana bobot amplitud Taylor saat SLL -10dB adalah seragam (lihat Tabel 3.4). Pengukuran dilakukan dengan mengarahkan *main beam* antenna array ke sudut 60° dan 140°.



Gambar 4.15 Beam steering ke sudut 60°.

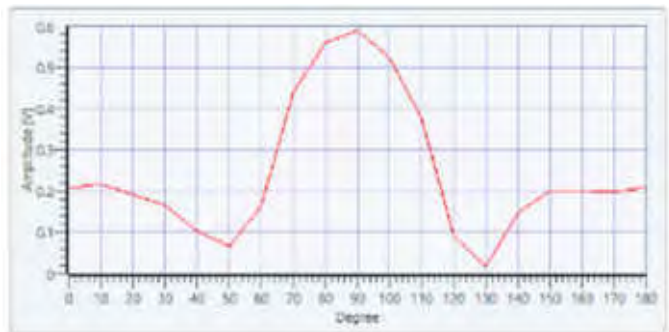


Gambar 4.16 Beam steering ke sudut 140°.

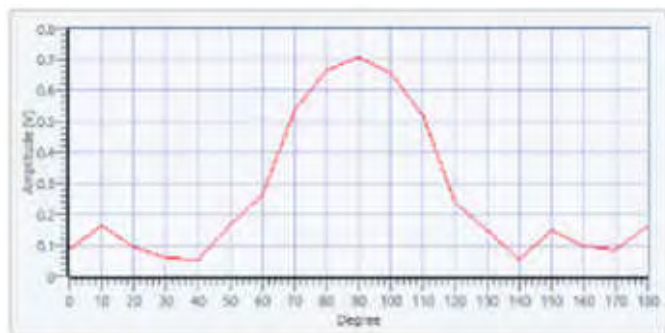
### 4.3.3 Deteksi Target

Deteksi target ini dilakukan dengan melakukan *beam steering* dari sudut 0° sampai 180°, dimana pada setiap sudut dihitung amplitude rata – rata sinyal yang diterima. Nilai amplitude di tiap sudut ketika TX target terletak di sudut 90° (lihat Gambar 3.37) dengan SLL -10dB dapat dilihat pada Gambar 4.17, Gambar 4.18, dan Gambar 4.19. Gambar tersebut berupa grafik kartesian dengan sumbu horizontal adalah informasi sudut dan sumbu vertikal adalah informasi amplitude.

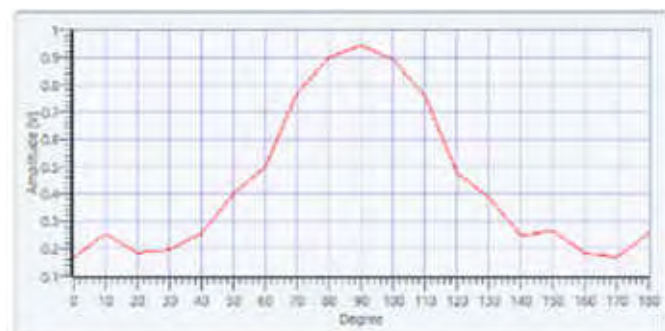




**Gambar 4.17** Deteksi target dengan *Uniform* di sudut 90°.



**Gambar 4.18** Deteksi target dengan *Dolph-Chebyshev* di sudut 90°.



**Gambar 4.19** Deteksi target dengan *Taylor* di sudut 90°.

Berdasarkan hasil pengukuran *beam steering*, eksitasi Uniform menghasilkan *beamwidth* paling sempit jika dibanding dengan Dolph-Chebyshev dan Taylor. Tetapi jika diamati berdasarkan level *side lobe*, eksitasi Uniform menghasilkan level *side lobe* paling besar. Hal tersebut sesuai dengan hasil amplitude *tapering* pada Gambar 3.12. Proses deteksi target memerlukan *beamwidth* yang sempit sehingga akurasi deteksi sudut target bisa tinggi, sehingga dalam tugas akhir ini proses deteksi target dipilih menggunakan eksitasi Uniform.

Saat posisi TX target dirubah ke sudut  $140^\circ$ , maka hasil pengukuran pada *LabView* akan berubah menyesuaikan sudut tersebut secara *realtime*. Tampilan pada program *LabView* dalam bidang polar dan kartesian.

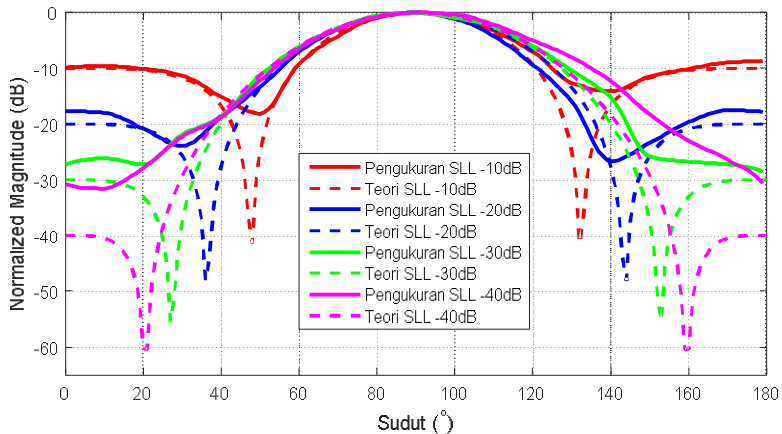
#### 4.4 Analisis Hasil Pengukuran

Data hasil pengukuran yang telah didapatkan kemudian dianalisa dan dikomparasi dengan data hasil simulasi pada sub-bab 3.3 sebelumnya. Analisis tersebut dibagi menjadi 3 (tiga) bagian, yaitu analisis kinerja amplitude *tapering*, *beam steering*, dan deteksi target.

##### 4.4.1 Analisis Dolph-Chebyshev

Hasil pengukuran pola radiasi pada sub-bab 4.3.1 masih dikelompokkan berdasarkan level *side lobe*, dan dalam bentuk diagram polar. Pada sub-bab ini hasil pengukuran tersebut dikelompokkan berdasarkan metode amplitude *tapering* yang digunakan, dan ditampilkan dalam grafik kartesian untuk mempermudah analisa.

Komparasi data hasil pengukuran dengan hasil simulasi dapat dilihat pada Gambar 4.20. Hasil pengukuran ditandai dengan garis padat (*solid*) dan garis putus – putus (*dashed*) untuk hasil simulasi. Dalam grafik tersebut *beamwidth* dan level *side lobe* dari Dolph-Chebyshev dapat dilihat dengan jelas. Sumbu horizontal merupakan informasi sudut dan sumbu vertikal merupakan level magnitude yang telah dinormalisasi dengan satuan desibel (dB). Nilai *beamwidth* setiap SLL dapat dilihat pada Tabel 4.3, dan level *side lobe* yang terukur pada Tabel 4.4. Selanjutnya data hasil pengukuran bisa dibandingkan dengan data hasil simulasi untuk mengetahui kinerja Dolph-Chebyshev secara riil.



**Gambar 4.20** Komparasi Dolph-Chebyshev pengukuran dengan teori.

Secara teori pada SLL -10dB, Dolph-Chebyshev mampu menghasilkan *beamwidth* sebesar  $36^\circ$ . Sedangkan pada eksitasi *Uniform* didapatkan *beamwidth*  $33.84^\circ$  (persamaan 4.1), dimana *beamwidth* dari Dolph-Chebyshev lebih lebar  $2.16^\circ$  jika dibandingkan dengan *Uniform*. Pada SLL -20dB dan -30dB, pola radiasi yang dihasilkan untuk nilai magnitude di atas -3dB memiliki kurva yang sama. Karena istilah *beamwidth* yang digunakan pada tugas akhir ini merujuk ke *half power beamwidth* (HPBW), maka nilai *beamwidth* dari keduanya juga sama, yaitu  $40^\circ$ . *Beamwidth* tersebut semakin melebar seiring menurunnya level *side lobe* dengan *beamwidth* terlebar terjadi pada SLL -40dB.

**Tabel 4.3** Perbandingan *beamwidth* Dolph-Chebyshev teori dan pengukuran.

SLL (dB)	<i>Beamwidth</i>		Selisih Lebar (°)
	Teori (°)	Pengukuran (°)	
-10	36	35	1
-20	40	36	4
-30	40	42	2
-40	42	43	1

Sedangkan berdasarkan data hasil pengukuran, pada SLL -10dB didapatkan *beamwidth*  $35^\circ$ , lebih kecil  $1^\circ$  dibanding teori. Seiring

menurunnya nilai SLL, *beamwidth* yang terukur akan melebar dengan konsisten. Jika dibandingkan dengan hasil teori secara keseluruhan, maka pada SLL -20dB terdapat selisih lebar  $4^\circ$ . Tetapi selisih tersebut masih dapat ditolerir mengingat interval pengukuran pola radiasi yang cukup besar, yaitu  $10^\circ$ .

**Tabel 4.4** Perbandingan SLL Dolph-Chebyshev teori dan pengukuran.

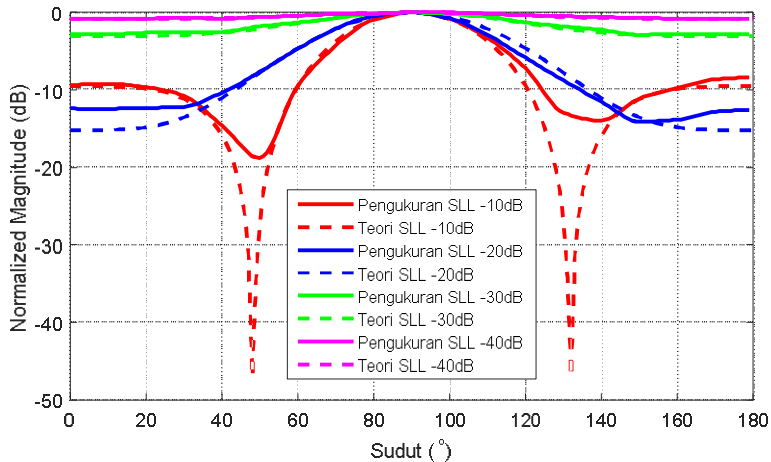
SLL (dB)	SLL		Selisih (dB)
	Teori (dB)	Pengukuran (dB)	
-10	-10	-8.70	1.29
-20	-20	-17.82	2.18
-30	-30	-26.16	3.84
-40	-40	-31.55	8.45

Amplitude *tapering* dengan Dolph-Chebyshev untuk array tiga elemen sudah bisa mengontrol level *side lobe*. Hal tersebut dapat dilihat pada Tabel 4.4, dimana hasil SLL simulasi sesuai seperti yang diharapkan. Dibandingkan dengan hasil pengukuran, untuk SLL -10dB terukur -8.70dB dengan SLL pengukuran lebih besar 1.29dB. Selisih tersebut semakin besar seiring menurunnya nilai SLL, dimana pada SLL -40dB selisihnya mencapai 8.45dB. Selisih untuk pengukuran SLL ini lebih besar jika dibandingkan dengan selisih *beamwidth* sebelumnya.

Selisih *beamwidth* dan SLL tersebut mungkin diakibatkan karena penempatan posisi antenna array yang bergerak ketika diputar untuk pengukuran pola radiasi, sehingga menyebabkan jarak antar elemen berubah atau salah satu badan antenna lebih condong (tidak tegak).

#### 4.4.2 Analisis Taylor

Perlu diketahui sebelumnya bahwa elemen array yang digunakan pada tugas akhir ini adalah 3 (tiga) antenna dipole, dimana masing – masing elemen terhubung ke satu USRP. Penggunaan jumlah elemen ( $N$ ) tersebut mempengaruhi bentuk pola radiasi dari Taylor (lihat Gambar 3.15). Dalam hal ini ( $N=3$ ), array Taylor tidak memiliki *side lobe*, karena pada Taylor *side lobe* mulai muncul ketika  $N=4$ . Sehingga dalam pengukuran ini pengaruh amplitude *tapering* pada Taylor tidak bisa digunakan untuk menekan level *side lobe*, tapi pola radiasi dari Taylor dengan  $N=3$  masih bisa diamati.



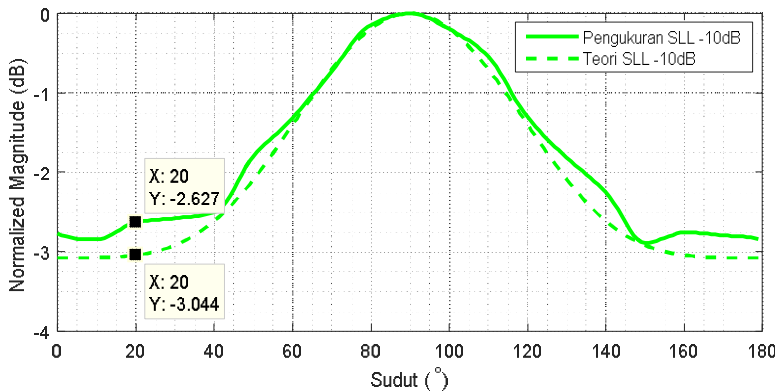
**Gambar 4.21** Komparasi Taylor pengukuran dengan teori.

Komparasi hasil pengukuran pola radiasi untuk *tapering* Taylor dapat dilihat pada Gambar 4.21. Tampak bahwa saat SLL -10dB terdapat *side lobe*, dengan *first null beamwidth* bernilai  $86^\circ$ . Kurva tersebut (SLL -10dB) sama dengan kurva untuk eksitasi Uniform. Pada Gambar 4.11 terlihat bahwa kurva Uniform dengan warna merah tidak terlihat akibat tertindih oleh kurva Taylor dengan warna hijau. Kesamaan tersebut karena eksitasi amplitude pada Taylor SLL -10dB bernilai sama untuk semua elemen array (lihat Tabel 3.4). Dalam kata lain Taylor belum bisa bekerja untuk SLL -10dB, sebab pada ref- [18] diterangkan bahwa Taylor bisa digunakan untuk nilai SLL kurang dari -13.26dB. Sehingga kurva yang bisa diamati untuk Taylor adalah saat SLL -20 ke bawah.

**Tabel 4.5** Perbandingan *beamwidth* Taylor teori dan pengukuran

SLL (dB)	<i>Beamwidth</i>		Selisih Lebar (°)
	Teori (°)	Pengukuran (°)	
-10	36	34	2
-20	46	43	3
-30	130	179	49
-40	180	179	1

Pengamatan *beamwidth* dengan variasi SLL pada Taylor dapat dilihat di Tabel 4.5. Saat SLL -20dB *beamwidth* hasil simulasi didapatkan 46°, lebih lebar 6° jika dibandingkan dengan Dolph-Chebyshev. Perbedaan *beamwidth* tersebut semakin melebar seiring menurunnya nilai SLL. Dalam kata lain Taylor untuk  $N=3$  menghasilkan *beamwidth* lebih lebar daripada Dolph-Chebyshev. Sedangkan jika dibandingkan dengan hasil pengukuran, *beamwidth* yang terukur relatif sama untuk SLL -20dB dan -40dB. Namun untuk SLL -30dB terdapat selisih *beamwidth* yang sangat besar, yaitu 49°. Dimana *beamwidth* teori bernilai 130° sedangkan *beamwidth* pengukuran bernilai 170°.



**Gambar 4.22** Pola radiasi Taylor SLL -30 dB (diperbesar).

Gambar 4.22 merupakan kurva Taylor untuk SLL -30dB dari Gambar 4.21 yang diperbesar. Berdasarkan gambar tersebut penyebab selisih *beamwidth* yang besar untuk SLL -30dB dapat diketahui. Pada hasil simulasi magnitude kurva bernilai -3dB saat di sudut 25° dan 155°, sedangkan pada hasil pengukuran tidak pernah mencapai nilai -3dB. Tetapi selisih nilai magnitude untuk kurva hasil simulasi dan pengukuran di tiap sudut tidaklah besar, dengan selisih maksimum terjadi di sudut 20° dengan nilai 0.417dB. Dalam kata lain kurva hasil pengukuran relatif sama dengan hasil simulasi, walau selisih HPBW yang besar.

Level *side lobe* Taylor hasil pengukuran dan simulasi di Tabel 4.6 menunjukkan bahwa hanya SLL -10dB saja yang memiliki nilai, sedangkan untuk SLL lainnya tidak ada. Seperti yang disebutkan di awal

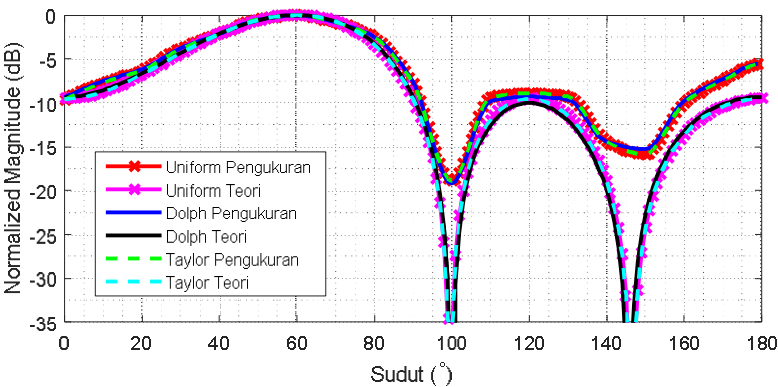
sub-bab ini, bahwa Taylor tidak bekerja untuk array 3 (tiga) elemen. Dalam kata lain tidak dapat menekan level *side lobe* karena memang tidak memiliki *side lobe*. Sehingga Taylor untuk kasus ini dapat dikategorikan merugikan sebab *beamwidth* menjadi sangat lebar dan direktivitas antena array berkurang drastis. Bahkan pola radiasi pada SLL -40dB hampir menyerupai *omni-directional*.

**Tabel 4.6** Perbandingan SLL Taylor teori dan pengukuran.

SLL (dB)	SLL		Selisih (dB)
	Teori (dB)	Pengukuran (dB)	
-10	-9.54	-9.20	0.34
-20	-	-	-
-30	-	-	-
-40	-	-	-

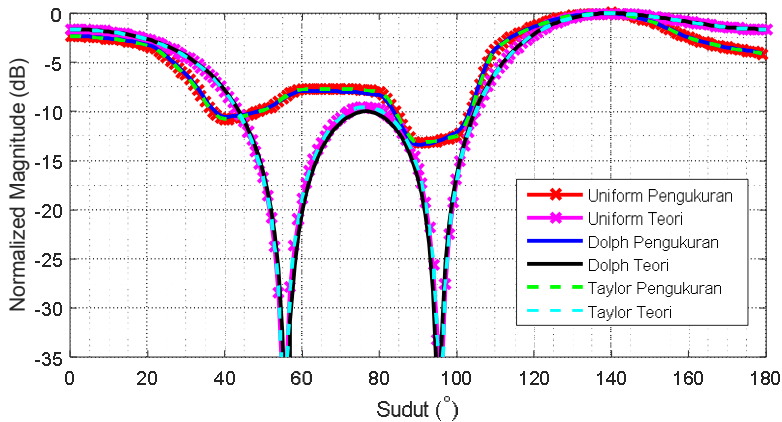
#### 4.4.3 Analisis Beam Steering

Pengukuran *beam steering* sengaja dilakukan 2 (dua) kali dengan arah pancaran *main beam* yang berbeda. *Beam steering* pertama pada sudut 60°, dengan selisih 30° ke sudut *broadside*. Dan *beam steering* berikutnya pada 140° dengan selisih dari sudut *broadside* yang lebih besar, yaitu 50°. Dengan tujuan untuk mengamati perubahan *beamwidth* yang dialami akibat *beam steering* yang semakin menjauh dari sudut *broadside*.



**Gambar 4.23** Beam steering untuk sudut 60°.

Pengarahan arah pancaran *main beam* ke sudut  $60^\circ$  untuk semua metode *tapering* dengan SLL -10dB tampak seperti pada Gambar 4.23. Pada kasus SLL -10dB ini, seperti yang dijelaskan sebelumnya bahwa Taylor tidak mengalami pembobotan, sehingga pola radiasinya menyerupai Uniform. Dan itu sebabnya pada Gambar 4.23 kurva Uniform yang berwarna merah tertindih kurva Taylor. Terlihat bahwa hasil *beam steering* pengukuran dengan teori bisa dibilang relatif sama. Perbedaan yang cukup besar terjadi di sudut  $100^\circ$  dan  $146^\circ$ , dimana keduanya merupakan titik *null*. Pada simulasi, respon kurva bisa curam saat mendekati titik *null*, sedangkan dalam praktiknya respon kurva lebih lambat sehingga tampak landai.



**Gambar 4.24** *Beam steering* untuk sudut  $140^\circ$ .

Berbeda dengan *beam steering* ke sudut  $60^\circ$  sebelumnya, hasil pengukuran untuk *beam steering* ke sudut  $140^\circ$  memiliki selisih yang lebih besar antara kurva pengukuran dengan simulasi. Perbedaan yang mencolok tersebut terjadi antara sudut  $30^\circ$  sampai  $70^\circ$ . Pada kurva simulasi titik *null* terletak di sudut  $56^\circ$  dan  $76^\circ$ , sedangkan pada pengukuran terletak di sudut  $40^\circ$  dan  $70^\circ$ . Semakin mendekati sudut *end-fire* maka akan muncul *side lobe* dengan level magnitudo yang lebih tinggi, seperti pada Gambar 4.24 terlihat bahwa level *side lobe* di sudut  $0^\circ$  sangat tinggi. Walau demikian puncak *main beam* terukur tepat di sudut  $140^\circ$  sesuai yang diharapkan.



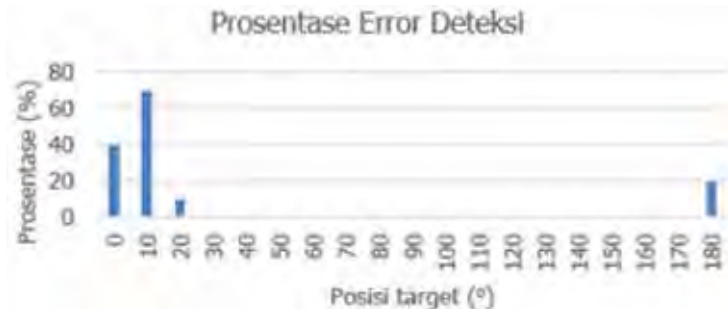
**Tabel 4.7** Perbandingan *beamwidth beam steering* pengukuran dengan teori.

Metode	Beamwidth (°)				Selisih Lebar (°)	
	Teori		Pengukuran			
	60°	140°	60°	140°	60°	140°
Uniform	43	62	46	51	3	11
Dolph-Chebyshev	43	63	46	52	3	11
Taylor	43	62	46	51	3	11

Selain ketepatan arah pancaran *main beam*, parameter *beamwidth* pola radiasi tetap perlu diperhatikan. *Beam steering* ini sering diaplikasikan pada RADAR, dimana untuk mendapatkan resolusi target yang tinggi maka diperlukan *beamwidth* yang sempit. Perbandingan *beamwidth* hasil pengukuran dengan teori dapat dilihat pada Tabel 4.7. *Beamwidth* Dolph-Chebyshev hasil pengukuran untuk sudut 60° dan 140° secara berturut – turut adalah sebesar 46° dan 52°. Secara keseluruhan *beamwidth* untuk sudut 140° lebih lebar dibanding sudut 60°. Sehingga dapat disimpulkan bahwa semakin jauh *beam steering* dari sudut *broadside*, maka *beamwidth* yang didapat akan semakin melebar.

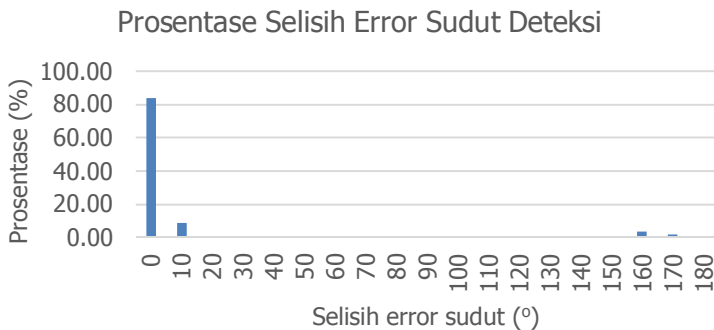
#### 4.4.4 Analisis Deteksi Target

Toleransi kesalahan deteksi sudut ditetapkan sebesar  $\pm 16.92^\circ$  (lihat Gambar 4.1). Penentuan toleransi tersebut didasarkan pada nilai HPBW yang dapat dicapai antenna array. Mengingat interval perpindahan posisi target sebesar 10°, maka nilai toleransi kesalahan deteksi dapat dibulatkan menjadi  $\pm 10^\circ$ .



**Gambar 4.25** Prosentase kesalahan deteksi target (10 percobaan tiap sudut).

Hasil deteksi target dapat dilihat pada Gambar 4.25, dimana setiap sudut dilakukan pengukuran sebanyak 10 kali dengan TX target berpindah. Prosentase kesalahan deteksi untuk sudut antara  $30^\circ$  sampai  $170^\circ$  adalah 0%, dalam artian tidak ada kesalahan deteksi target sama sekali. Akan tetapi posisi target yang mendekati sudut *end-fire*, memiliki prosentase kesalahan deteksi yang lebih besar. Misalnya saat posisi target di sudut  $10^\circ$ , sistem kebanyakan mendeteksinya di sudut  $170^\circ$  (lihat Lampiran). Kesalahan tersebut terjadi karena saat *beam steering* ke sudut  $0^\circ$  atau  $180^\circ$  (*end-fire*), array memiliki 2 (dua) *main beam* yang sama besar (lihat Gambar 4.2). Tidak hanya itu, HPBW saat kondisi *end-fire* lebih lebar dibanding kondisi *broadside*, yaitu  $\pm 44.04^\circ$ . Sehingga deteksi target pada sistem *smart* antena ini bekerja baik jika posisi target berada di sudut  $\pm 60^\circ$  dari arah *broadside*, lebih dari itu kesalahan deteksi sudut akan sering terjadi.



**Gambar 4.26** Prosentase selisih *error* sudut deteksi (190 kali percobaan).

Prosentase dari selisih *error* sudut deteksi dapat dilihat pada Gambar 4.26. Prosentase untuk selisih *error* sudut  $0^\circ$  adalah sebesar 83.68%, hal itu menandakan bahwa posisi target yang berhasil dideteksi sesuai sudutnya (selisih *error*  $0^\circ$ ) lebih sering terjadi. Selanjutnya diikuti dengan prosentase 8.95% untuk selisih *error*  $10^\circ$ . Namun selisih tersebut masih masuk dalam toleransi *beamwidth* array, sehingga tidak termasuk dalam kesalahan deteksi. Prosentase selisih *error* sebanyak 5.79% yang

lain terbagi untuk selisih *error*  $160^\circ$  dan  $170^\circ$ , karena posisi target berada lebih dari  $\pm 60^\circ$  dari sudut *broadside* seperti yang telah dijelaskan sebelumnya.

#### 4.5 Sintesis

Keseluruhan hasil pengukuran dan analisis pada bab 4 ini digunakan untuk menjawab rumusan masalah pada sub-bab 1.2 sebelumnya, dengan penjelasan sebagaimana berikut ini.

Karena keterbatasan perangkat keras sehingga dalam tugas akhir dirancang sistem *smart* antena konfigurasi  $1 \times 3$  array. Amplitude *tapering* dengan jumlah elemen array 3 (tiga) antena dapat digunakan untuk metode Dolph-Chebyshev, sedangkan untuk metode Taylor belum bisa. Sehingga pembentukan *beam* dengan Taylor malah merugikan dalam sistem ini karena *beamwidth* yang sangat lebar.

Implementasi pembentukan *beam* secara praktik sedikit berbeda dengan simulasi, dimana pada praktiknya magnitude sinyal yang diterima oleh setiap elemen antena tidaklah seragam. Hal tersebut diakibatkan karena adanya redaman udara atau *noise* sistem, sedangkan pada teori hal tersebut diabaikan. Oleh sebab itu perlu ditambahkan algoritma kompensator yang bisa menyeragamkan level magnitude secara otomatis, seperti *automatic gain control*. Selain itu phase sinyal yang berbeda di tiap elemen array bisa mengganggu proses pembentukan *beam*. Maka dari itu dalam implementasi *smart* antena ini diperlukan alat bantu sinkronisasi *clock* dengan akurasi tinggi agar *beamforming* dapat bekerja optimal.

Pembentukan *beam* dengan metode Dolph-Chebyshev dapat mengurangi level *side lobe*, dimana ketika SLL yang diinginkan  $-40\text{dB}$ , secara praktik SLL yang terukur adalah  $-31.55\text{dB}$ , dengan selisih  $8.45\text{dB}$ . Pada eksitasi Uniform (tanpa amplitude *tapering*), nilai SLL yang terukur adalah  $-9.20\text{dB}$ , sehingga dengan penggunaan Dolph-Chebyshev SLL  $-40\text{dB}$  mampu menekan level *side lobe* sebesar  $22.35\text{dB}$ . Dalam kata lain dengan menggunakan Dolph-Chebyshev, energi dapat dikonsentrasikan  $22.35\text{dB}$  ke arah *main beam*, dan menekan energi yang terpancar pada arah lain yang tidak diinginkan. Sedangkan pada Taylor hal tersebut tidak dapat dilakukan karena pola radiasinya tidak memiliki *side lobe*. Metode amplitude *tapering* dengan Taylor dapat dilakukan dengan memenuhi beberapa persyaratan berikut : array memiliki jumlah elemen lebih dari

3(tiga) antena, dan SLL yang diinginkan harus lebih kecil dari -13.26dB [18]. Sebab untuk SLL lebih besar dari -13.26dB bobot Taylor akan seragam, sehingga sama saja dengan Uniform array. Selain itu jika ditinjau dari segi *beamwidth*, untuk SLL -40dB metode Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor secara berturut – turut menghasilkan *beamwidth* terukur sebesar 34°, 43°, dan 179°. Dengan selisih *beamwidth* hanya 9°, metode Dolph-Chebyshev mampu menekan level *side lobe* dengan drastis.

Pengendalian pancaran *main beam* pada arah tertentu dapat dikontrol dengan men-*delay* phase sinyal di tiap elemen array dengan bobot tertentu. Pada implementasinya, karena sinyal dalam komputer dinyatakan sebagai sinyal diskrit, proses men-*delay* phase tersebut dilakukan dengan cara menggeser indeks *sampling*. Pada hasil pengukuran untuk eksitasi Uniform, *beamwidth* yang terukur di sudut 60° dan 140° secara berturut – turut adalah 46° dan 51°. Jika dibandingkan dengan kondisi *broadside* (*beamwidth* 34°), proses *beam steering* membuat *beamwidth* menjadi lebih lebar. Sehingga dapat disimpulkan bahwa semakin jauh sudut pancaran beam dari sudut *broadside*, akan menyebabkan *beamwidth* melebar. Pelebaran *beamwidth* tersebut semakin besar pada kondisi *end-fire*, sehingga menyebabkan prosentase kesalahan deteksi target lebih besar. Dimana ketika target berada pada posisi 0°, 10°, 20°, dan 180° masih terdapat kesalahan deteksi. Sedangkan pada sudut selain itu selalu terdeteksi dengan benar. Sehingga dapat disimpulkan bahwa sistem *smart antenna* pada tugas akhir ini dapat mendeteksi target dengan baik untuk posisi sudut  $\pm 60^\circ$  dari *broadside*.

Tabel 8 Kekurangan dan kelebihan antara Uniform, Dolph-Chebyshev, dan Taylor untuk array 3 elemen.

Metode	Kelebihan	Kekurangan
Uniform	<i>Beamwidth</i> paling sempit.	Level <i>side lobe</i> tidak dapat ditekan / dikurangi.
Dolph-Chebyshev	Dapat menekan level <i>side lobe</i> . (lebih rendah 22.35dB jika dibandingkan uniform)	<i>Beamwidth</i> akan melebar seiring bertambah rendahnya SLL yang ditekan.
Taylor	Tidak terdapat side lobe.	<i>Beamwidth</i> sangat lebar. (179° untuk SLL -40dB)

## BAB V

### PENUTUP

#### 5.1 Kesimpulan

Kesimpulan yang di dapat dari keseluruhan tugas akhir ini mulai dari perancangan, implementasi, pengujian dan analisa adalah sebagai berikut:

- 1) Penggunaan teknik amplitude *tapering* membuat *beamwidth* array melebar, dimana dengan SLL -40dB untuk metode Dolph-Chebyshev dan Taylor secara berturut – turut terukur 43° dan 179°. Sedangkan pada eksitasi *uniform* (tanpa *tapering*) nilai *beamwidth* yang terukur adalah 34°.
- 2) Metode Taylor tidak bisa diterapkan untuk array 3 (tiga) elemen, karena pada kondisi tersebut tidak terdapat *side lobe*. Jika diterapkan maka direktivitas antenna array akan berkurang, dan seiring berkurangnya nilai SLL pola radiasi array akan menyerupai *omni-directional*.
- 3) Kelebihan dari teknik amplitude *tapering* ini dapat menekan level *side lobe* sehingga energi bisa lebih difokuskan ke arah *main beam*. Pada Dolph-Chebyshev dengan SLL yang diinginkan -40dB terukur level *side lobe* sebesar -31.55dB, lebih rendah 22.35dB dibandingkan dengan eksitasi *uniform*.
- 4) Seiring menjauhnya pengarahannya *beam* dari sudut *broadside* (90°) membuat *beamwidth* array semakin melebar, namun puncak *main beam* dapat diarahkan tepat ke sudut yang diinginkan. Saat pengarahannya *beam* ke sudut 60° (30° dari *broadside*) *beamwidth* yang terukur adalah 46°, dan pada sudut 140° (50° dari *broadside*) terukur 51°.
- 5) Deteksi target pada array 3 (tiga) elemen menggunakan teknik konvensional *beam steering* dapat bekerja baik untuk posisi target di antara sudut  $\pm 60^\circ$  dari sudut *broadside*.
- 6) Implementasi pembentukan *beam* dengan USRP membutuhkan alat bantu sinkronisasi yang akurat untuk mensinkronkan phase sinyal di tiap elemen array, dalam tugas akhir ini permasalahan tersebut diselesaikan dengan tambahan perangkat *OctoClock* dan TX referensi.

## 5.2 Saran

Berdasarkan perancangan dan implementasi sistem *smart antenna* pada tugas akhir ini, muncul beberapa saran yang bisa digunakan untuk penelitian selanjutnya yaitu :

- 1) Penggunaan elemen array bisa ditambahkan menjadi 4 (empat) elemen sehingga kinerja pembentukan *beam* dengan metode Taylor dapat diamati.
- 2) Spesifikasi perangkat *host* untuk *running* LabView dapat ditingkatkan lagi, sehingga proses komputasi pada LabView tidak memakan waktu yang lama. Selain itu nilai *IQrate* yang digunakan dapat diperbesar untuk menambah resolusi *sampling*.
- 3) Interval pengukuran pola radiasi dan deteksi target dapat diperkecil lagi untuk mendapatkan hasil yang lebih presisi.

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] Stutzman W. L. dan Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, New York: John Wiley & Sons, 2013.
- [2] J. Okkonen, "Uniform Linear Adaptive Antena Array Beamforming Implementation With A Wireless Open-Access Research Platform," University of Uoulu, Uoulu, 2013.
- [3] A. Safaai-Jazi, "A New Formulation of the Design of Chebyshev Arrays," *IEEE Trans. on Ant.*, vol. 42, pp. 439-443, 1994.
- [4] B. C. Brock, "The Application of Taylor Weighting, Digital Phase Shifters, and Digital Attenuators to Phased-Array Antennas," Sandia National Laboratories, New Mexico, 2008.
- [5] J. Litva and T. K. Y. Lo, *Digital beamforming in wireless communications*, 1 ed., Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [6] Z. A.E., *Smart antenna engineering*, 1 ed., Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [7] Nokia Siemens Networks, "Active antenna systems : A step-change in base station site performance," Nokia Siemens Networks, Finland, 2012.
- [8] H. T., *A primer on digital beamforming. Spectrum Signal Processing*, 1998.
- [9] Departemen Komunikasi dan Informatika Republik Indonesia, Tabel Alokasi Spektrum Frekuensi Radio Indonesia, Lampiran Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor 29/PER/M.KOMINFO/07/2009, 30 Juli 2009.
- [10] J. H. Reed, *Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*, New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [11] J. Mitola, "The Software Radio Architecture," *IEEE Communication Magazine*, Mei, 2015.
- [12] Ettus, "Support: Knowledge Base USRP Bandwidth," [Online]. Available: [www.ettus.com/kb/detail/usrp-bandwidth](http://www.ettus.com/kb/detail/usrp-bandwidth). [Diakses April 2016].

- [13] National Instruments, "Datasheet NI2922," [Online]. Available: [www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-355](http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-355). [Diakses April 2016].
- [14] Ettus Research, "USRP N200/N210 Networked Series," [Online]. Available: [www.ettus.com/content/files/07495\\_Ettus\\_N200-](http://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-). [Diakses April 2016].
- [15] National Instruments, "LabVIEW Product Description," [Online]. Available: [www.ni.com/labview](http://www.ni.com/labview). [Diakses April 2016].
- [16] National Instrument, "Building an Affordable 8x8 MIMO Testbed with NI USRP," 2015.
- [17] E. L., "Angle of Arrival Detection with NI USRP," National Instruments, 2014.
- [18] S. J. Orfanidis, Electromagnetic Waves and Antennas, Rutgers University, 2014.
- [19] T. S. Rappaport and J. C. Liberti , Smart Antenna for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, New Jersey: Prentice Hall, 1999.



## LAMPIRAN A

### LEMBAR PENGESAHAN PROPOSAL

Jurusan Teknik Elektro  
Fakultas Teknologi Industri - ITS

#### TE141599 TUGAS AKHIR - 4 SKS

Nama Mahasiswa  
Nomor Pokok  
Bidang Studi  
Tugas Diberikan  
Dosen Pembimbing

= Abdullah Pujakusuma Erawan  
= 2214105016  
= Telekomunikasi Multimedia  
= Semester Genap Th. 2015/2016  
= 1. Dr. Ir. Puji Handayani, MT  
= 2. Prof. Dr. Ir. Giamantyo Hendrantoro, Ph.D

10 FEB 2016

Judul Tugas Akhir

= **Perbandingan Kinerja Pembentukan Beam Menggunakan Metode Dolph-Chebyshev dan Taylor Pada Phased Array Antenna Untuk Sistem Komunikasi dan RADAR**  
= *Performance Comparison of Beamforming Using Dolph-Chebyshev and Taylor Method in Phased Array Antenna for Radar and Communication System*

#### Uraian Tugas Akhir :

Sistem komunikasi generasi terbaru (5G) menuntut mampu menerapkan teknologi *smart antenna*, yaitu teknik pembentukan *main beam* antenna agar pancaran gelombang radio terfokus ke arah *user*, baik saat *user* keadaan diam maupun bergerak. Di sisi lain, dalam sistem RADAR konvensional proses *scanning* dilakukan dengan mengemkan (memutar) fisik antenna, sehingga menambah *delay scan* yang mengurangi kinerja RADAR. Selain itu *beamwidth* antenna harus sempit agar dapat mendeteksi objek dengan akurat.

Permasalahan pada kedua sistem tersebut dapat diatasi menggunakan teknik *beam forming*, yaitu dengan mengatur *beamwidth* dan level *sidelobe* antenna secara elektronis. *Beamwidth* optimal dengan level *sidelobe* rendah dapat dicapai menggunakan teknik *amplitude tapering*. Pengarahan *beam* bisa diatasi menggunakan teknik *beam steering*, dengan mengimplementasikan *phase shifter*. Pada tugas akhir ini digunakan Dolph-Chebyshev dan Taylor sebagai metode *amplitude tapering* yang akan diimplementasikan menggunakan *Universal Software Radio Peripheral (USRP)*. Parameter yang akan dianalisa adalah *beamwidth* dan level *sidelobe* untuk membandingkan kinerja kedua metode tersebut. Selain itu pengaruh *beam steering* pada sudut pengarahannya tertentu juga dianalisa untuk mengevaluasi kinerja sistem.

Dosen Pembimbing I,



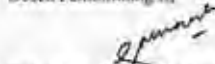
Dr. Ir. Puji Handayani, MT  
NIP. 19660510 199203 2 002

Mengesahkan,  
Jurusan Teknik Elektro FTI- ITS



Dr. Ir. Endro Prayudi, ST, M.Eng.  
NIP. 19730927 199803 1 004

Dosen Pembimbing II,



Prof. Dr. Ir. Giamantyo Hendrantoro, Ph.D.  
NIP. 19701111 199303 1 002

Menyetujui,  
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia  
Koordinator,



Dr. Ir. Endro Prayudi, ST, M.Eng.  
NIP. 19730927 199803 1 004

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

## LAMPIRAN B

### B.1 Daftar Program Matlab

Nama File : main.m

```
% SIMULASI DIPOLE PARALLEL
clc; clear all;
d = 0.5; % jarak tiap elemen array
deg = 90; % pointing main beam
N = 3; % jumlah elemen array
R = 10; % side lobe level
increment = 2*pi/36;
ph0 = 0:increment:2*pi; % sudut azimuth (degree)
step = 10;
ph1 = 0:increment/step:2*pi;
% POLAR PLOTTING ALGORITHM
rays = 19;
increments = 10;
rangedb = 40;
dbPolar(rays, increments, rangedb, 1);
% END OF POLAR PLOTTING ALGORITHM
col = ['r' 'b' 'g' 'm' 'y' 'c' 'k'];
index=0;
dedeg=[0 60 140];
for R=10:10:40;
% deg = dedeg(r);
index=index+1;
AF(1,:) = arrayUniform(d, deg, N, R, increment/step);
AF(2,:) = arrayDolph(d, deg, N, R, increment/step);
AF(3,:) = arrayTaylor(d, deg, N, R, increment/step);
AF_csv = csvread(sprintf('csv/pola%ddb.csv',R));
% AF_csv = csvread(sprintf('csv/poladeg%d.csv',deg));

for j=1:3;
% start plotting data from measurement
AF_csv(j,37) = AF_csv(j,1);
dbV = 20 * log10(abs(AF_csv(j,:)/max(AF_csv(j,:))));
dbV_interpolate = interp1(ph0,dbV,ph1,'pchip');
[x, y] = scaleGain(dbV_interpolate, rangedb, ph1);
figure(1);
plot( y, x,sprintf('%s-', col(j)));
% plot( y, x,'r-','LineWidth',2);
hold on; ylim([0 2]);
figure(2);
plot((0:round(length(dbV_interpolate)/2)),
dbV_interpolate(1:round(length(dbV_interpolate)/2)+1),
sprintf('%s-', col(j)));
```

```

    grid minor; hold on; ylim([-4 0]);
    bwPractical(index,j) = bwidth(dbV_interpolate, deg);
    sllPractical(index,j) = dbV_interpolate(1);
% end plotting data from measurement
% start plotting simulation
    halfLength = round(length(AF(j,:))/2);
    AF(j,halfLength+1:2*halfLength-1) = zeros(1,halfLength-1);
    dbV = 20*log10(abs(AF(j,:))); % test = (isinf(gain1)-
1).*gain1;
    [x, y] = scaleGain(dbV, rangedb, ph1);
    figure(1);
    plot( y, x,sprintf('%s--', col(j)));
    hold on; ylim([0 2]);
    hold on;
%     plot( y, x,'-','LineWidth',2);
    figure(2);
    plot((0:round(length(dbV)/2)), dbV(1:round(length(dbV)/2)+1),
sprintf('%s--', col(j)));
    grid on; hold on; ylim([-4 0]);
% start calculate beamwidth
    bwTheory(index,j) = bwidth(dbV, deg);
    sllTheory(index,j) = dbV(1);
% end calculate beamwidth
% end plotting simulation
end
end
for i=1:2;
figure(i)
legend ('Pengukuran','Teori');
% legend('N=2','N=3','N=4','N=5');
% legend('Uniform','SLL -10dB','SLL -20dB','SLL -30dB','SLL -
40dB');
% legend('Pengukuran SLL -10dB', 'Teori SLL -10dB','Pengukuran SLL
-20dB', 'Teori SLL -20dB','Pengukuran SLL -30dB', 'Teori SLL -
30dB', 'Pengukuran SLL -40dB', 'Teori SLL -40dB');
xlabel('Sudut ( $^{\circ}$ )');
ylabel('Normalized Magnitude (dB)');
% legend('Dolph Pengukuran', 'Dolph Teori','Taylor Pengukuran',
'Taylor Teori');
% legend('Uniform Pengukuran', 'Uniform Teori','Dolph Pengukuran',
'Dolph Teori','Taylor Pengukuran', 'Taylor Teori');
% legend('Uniform', 'Dolph-Chebyshev', 'Taylor');
% legend('0  $^{\circ}$ ', '30  $^{\circ}$ ', '90  $^{\circ}$ ', '120
 $^{\circ}$ ', '150  $^{\circ}$ ', '180  $^{\circ}$ ');
end;

```

Nama file : arrayUnifrom.m

```
% SIMULASI DIPOLE PARALLEL
function taper = arrayUniform(d, deg, N, R, increment)
ph0 = 0:increment:2*pi; % sudut azimuth (degree)
deg = deg.*(pi/180); % perbedaan phase tiap arus (rad)
a = -2*pi*d*cos(deg);
ps0 = 2*pi*d*cos(ph0) + a; % phase dalam domain psi
AF = sin(N.*ps0/2) ./ (N.*sin(ps0/2)); % array factor UE, ESLA
% AF(10)=1;
taper = AF/max(AF);
```

Nama file : arrayDolph.m

```
% SIMULASI DIPOLE PARALLEL
function taper = arrayDolph(d, deg, N, R, increment)
%d = 0.5; % jarak dalam lamda
%deg = 90;
deg = deg.*(pi/180); % perbedaan phase tiap arus (rad)
a = -2*pi*d*cos(deg);
%N = 5; % jumlah elemen array
%R = 20; % level sidelobe in dB
I = dolph(d, deg, N, R);

index=0;
for ph0=0:increment:2*pi;
    AF_tmp = 0;
    ps0 = 2*pi*d*cos(ph0) + a; % phase dalam domain psi
    for n=1:length(I);
        AF_tmp = AF_tmp + I(n).*exp(j.*ps0.*n);
    end;
    index = index+1;
    AF(index) = sum(AF_tmp);
end;
taper = AF/max(AF);
```

Nama file : arrayTaylor.m

```
% SIMULASI DIPOLE PARALLEL
function taper = arrayTaylor(d, deg, N, R, increment)
%d = 0.5; % jarak dalam lamda
%deg = 90;
deg = deg.*(pi/180); % perbedaan phase tiap arus (rad)
a = -2*pi*d*cos(deg);
%N = 5; % jumlah elemen array
%R = 20; % level sidelobe in dB
I = taylor(d, deg, N, R);

index=0;
```

```

for ph0=0:increment:2*pi;
    AF_tmp = 0;
    ps0 = 2*pi*d*cos(ph0) + a; % phase dalam domain psi
    for n=1:length(I);
        AF_tmp = AF_tmp + I(n).*exp(j.*ps0.*n);
    end;
    index = index+1;
    AF(index) = sum(AF_tmp);
end;
taper = AF/max(AF);

```

Nama file : dolph.m

```

% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function a = dolph(d, ph0, N, R)

if nargin==0, help dolph; return; end

N1 = N - 1; % number of pattern zeros
Ra = 10^(R/20); % sidelobe level in absolute
units
x0 = cosh(acosh(Ra)/N1); % scaling factor

dmax = acos(-1/x0)/pi; % maximum element spacing

if d>dmax,
    fprintf('maximum allowed spacing is dmax = %.4f\n', dmax);
    return;
end

i = 1:N1;
x = cos(pi*(i-0.5)/N1); % N1 zeros of Chebyshev
polynomial T_N1(x)
psi = 2 * acos(x/x0); % N1 array pattern zeros in
psi-space
z = exp(j*psi); % N1 zeros of array polynomial

a = real(poly2(z)); % zeros-to-polynomial form,
N1+1 = N coefficients

%a = steer(d, a, ph0) % steer towards ph0

```

Nama file : taylor.m

```
% S. J. Orfanidis - 1997 - www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa

function a = taylor(d, ph0, N, R)

if nargin==0, help taylor; return; end

if R < 13.26
    alpha = 0;
elseif R < 60
    alpha = 0.76609 * (R - 13.26)^0.4 + 0.09834 * (R - 13.26);
else
    alpha = 0.12438 * (R + 6.3);
end

r = rem(N,2);
M = (N-r)/2;

for m=1:M,
    w(m) = I0(alpha*sqrt(1 - (m/M)^2));
end

if r==1, % odd N=2*M+1
    w = [fliplr(w), I0(alpha), w]; % symmetrized Kaiser
window
else % even N=2*M
    w = [fliplr(w), w];
end

a = w;
```

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*



## LAMPIRAN C DOKUMENTASI PENGUKURAN



**Gambar C-1** Konfigurasi pengukuran di area parkir FTI



**Gambar C-2** Pengukuran efek *mutual coupling*



**Gambar C-3** Kondisi area pada sudut *broadside* ( $90^\circ$ ).



**Gambar C-4** Pra pengukuran dengan alfi di jembatan AJ, FTI-ITS

## LAMPIRAN D

### DATASHEET PERANGKAT



#### FEATURES:

with GNU Radio, LabVIEW™ and Simulink™  
 Modular Architecture: DC-6 GHz  
 1100 MS/s, 14-bit ADC  
 1400 MS/s, 16-bit DAC  
 1/2/4/8 with 25 mHz Resolution  
 to 50 MS/s Gigabit Ethernet Streaming  
 $\mu$ -Coherent MIMO Capability  
 Gigabit Ethernet Interface to Host

- + 2 Gbps Expansion Interface
- + Spartan 3A-DSP 1800 FPGA (N200)
- + Spartan 3A-DSP 3400 FPGA (N210)
- + 1 MB High-Speed SRAM
- + Auxiliary Analog and Digital I/O
- + 2.5 ppm TCXO Frequency Reference
- + 0.01 ppm w/ GPSDO Option

#### N200/N210 PRODUCT OVERVIEW:

Ettus Research™ USRP™ N200 and N210 are the highest performing class of hardware of the USRP™ (Universal Software Radio Peripheral) family of products, which enables engineers to rapidly design and implement powerful software radio systems. The N200 and N210 hardware is ideally suited for applications requiring high performance and great bandwidth. Such applications include physical layer prototyping, dynamic spectrum and cognitive radio, spectrum monitoring, record and playback, and even networked sensor deployment.

The Networked Series products offers MIMO capability with high bandwidth and dynamic range. The Gigabit Ethernet interface serves as the connection between the N200/N210 and the host computer. This enables the user to realize full duplex of real-time bandwidth in the receive and transmit directions, simultaneously (full duplex).

The Networked Series MIMO connection is located on the front panel of each unit. Two Networked Series units can be connected to realize a complete 2x2 MIMO configuration using the optional MIMO cable. External reference inputs can also be used to create larger multi-channel systems. The N200 and N210 are largely identical except that the N210 features a larger FPGA for customers that intend to integrate custom FPGA functions.

The USRP Hardware Driver™ is the official driver for all Ettus Research products. The USRP Hardware Driver is available for Linux, Mac OS/X, Windows.



## SPECIFICATIONS

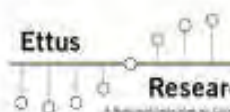
	Typ.	Unit	Spec	Typ.	Unit
RF Output	-6	V	<b>RF PERFORMANCE (w/ WBX)</b>		
RF Power Consumption	1.3	A	SSB/LO Suppression	35/50	dB
WBX Daughterboard	2.3	A	Phase Noise (1.8 GHz)		
<b>VERSION PERFORMANCE AND CLOCKS</b>			10 kHz	-80	dBc
Sample Rate	100	MS/s	100 kHz	-100	dBc
Resolution	14	bits	1 MHz	-137	dBc
Wideband SFDR	88	dBc	Power Output	15	dB
Sample Rate	400	MS/s	HP3	0	dB
Resolution	16	bits	Receive Noise Figure	5	dB
Wideband SFDR	80	dBc	<b>PHYSICAL</b>		
Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s	Operating Temperature	0 to 55°	C
Frequency Accuracy	2.5	ppm	Dimensions (l x w x h)	22 x 16 x 5	cm
PSDO Reference	0.01	ppm	Weight	1.2	kg

Specifications are subject to change without notice.



## BY ETTUS RESEARCH:

Research is an innovative provider of software defined radio hardware, including the Universal Software Radio Peripheral (USRP) family of products. Ettus Research's maintain support from a variety of software frameworks, including GNU Radio. Research is a leader in the GNU Radio open-source community, and enables users



1043 North Second Ave Blvd  
Suite 100  
Mountain View, CA 94043

## LAMPIRAN E

### DATA PENGUKURAN

#### Hasil Pengukuran Deteksi Target

Posisi Target	Percobaan ke-									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0	0	0	0	0	170	0	170	170	170
10	0	170	170	170	170	0	0	170	170	170
20	20	20	20	0	20	20	20	20	20	20
30	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30
40	40	40	40	40	40	40	40	40	40	40
50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
60	60	60	60	60	60	60	60	60	60	60
70	70	70	70	70	70	70	70	70	70	70
80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80
90	90	90	90	90	90	90	90	90	90	90
100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
110	110	110	110	110	110	110	110	110	110	110
120	120	120	120	120	120	120	120	120	120	120
130	120	130	130	130	120	130	130	130	130	120
140	140	140	140	140	140	140	150	140	140	150
150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150
160	160	160	160	160	160	160	160	160	160	160
170	170	170	160	170	170	170	170	170	170	170
180	170	0	170	170	170	170	170	170	160	170

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*

## RIWAYAT HIDUP



Penulis adalah lulusan dari SMK Negeri 1 Pungging, kemudian melanjutkan studinya di D3 Teknik Telekomunikasi PENS-ITS tahun 2011.

Pada bulan juli 2014 penulis mengikuti Seminar dan Ujian Tugas Akhir dengan judul “SODAR Ultrasonik Untuk *Monitoring* Kondisi Ruang Dengan Komunikasi Nirkabel” sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Ahli Madya (A.Md).

Sedangkan pada bulan Mei 2016 penulis mengikuti sidang Tugas Akhir untuk yang kedua kalinya dengan judul “Perbandingan Kinerja Pembentukan Beam Menggunakan Metode Dolph-Chebyshev Dan Taylor Pada Phased Array Antenna Untuk Sistem Komunikasi Dan Radar” untuk mendapatkan gelar Sarjana Teknik (S.T.).

Nama	:	Abdullah Pujakusuma Erawan
Panggilan	:	Pudja Mansyurin
NRP	:	7210030044
Tempat, tanggal Lahir	:	Sidoarjo, 04 Desember 1993
Alamat	:	Jl. Raya Trawas no.354, RT/RW: 01/05, Desa: Lebaksono, Kec.:Pungging, Kab.:Mojokerto
No. Telp	:	083856583644
E-mail	:	<a href="mailto:pujakusumae@hotmail.com">pujakusumae@hotmail.com</a>
Motto	:	<i>It's nice to be slowly as long as with you.</i>

*[Halaman ini sengaja dikosongkan]*